ИСКУССТВО СХЕМОТЕХНИКИ

THE ART OF ELECTRONICS

Second Edition

Paul Horowitz *Harvard University*
Winfield Hill *Rowland Institute for Science, Cambridge, Massachusetts*

CAMBRIDGE UNIVERSITY PRESS
Cambridge
New York Port Chester Melbourne Sydney

П. Хоровиц, У. Хилл

ИСКУССТВО СХЕМОТЕХНИКИ

В трех томах

1

Издание 4-е, переработанное
и дополненное

Перевод с английского
Б. Н. Бронина, А. И. Коротова,
М. Н. Микшиса, О. А. Соболевой



Москва «Мир» 1993

ББК 32.85
Х80
УДК 681.3-621.375

Хоровиц П., Хилл У.

Х80 Искусство схемотехники: В 3-х томах: Т. 1. Пер. с англ.– 4-е изд. перераб. и доп.– М.: Мир, 1993.– 413 с., ил.

ISBN 5-03-002337-2

Широко известная читателю по предыдущим изданиям монография известных американских специалистов посвящена быстро развивающимся областям электроники. В ней приведены наиболее интересные технические решения, а также анализируются ошибки разработчиков аппаратуры; внимание читателя сосредоточивается на тонких аспектах проектирования и применения электронных схем.

На русском языке издается в трех томах. Том 1 содержит сведения об элементах схем, транзисторах, операционных усилителях, активных фильтрах, источниках питания, полевых транзисторах.

Для специалистов в области электроники, автоматики, вычислительной техники, а также студентов соответствующих специальностей вузов.

Х $\frac{2304030000-073}{041(01)-93}$ КБ-46-92-039 **ББК 32.85**

Редакция литературы по информатике

ISBN 5-03-002337-2 (русск.)
ISBN 5-03-002336-4
ISBN 0-521-37095-7 (англ.)

Кэрол, Джекобу, Мише и Джинджер

ПРЕДИСЛОВИЕ

За последние сорок лет в области электроники, может быть более, чем в любой другой области техники, наблюдалось стремительное развитие. В 1980 г., преодолев сомнения, мы приняли смелое решение создать полный курс обучения искусству схемотехники. Под «искусством» мы понимаем мастерство владения предметом, которое возникает на основе богатого опыта работы с настоящими схемами и устройствами, но не может возникнуть в результате некоего отвлеченного подхода, принятого во многих учебниках по электронике. Само собой разумеется, если дело касается столь стремительно прогрессирующей области, наш практический подход таит в себе и опасность – столь же стремительно «свежие» сегодня знания могут устареть.

Электронная техника не сбавляет темп своего развития! Не успели просохнуть чернила на листах первого издания нашей книги, как нелепыми стали слова о «классическом» стираемом программируемом постоянном ЗУ, СППЗУ типа 2716 (2 Кб), стоимостью 25 долл. «Классика» исчезла бесследно, уступив место СППЗУ, емкость которых стала больше в 64 раза, а стоимость вдвое уменьшилась. Основная доля исправлений в этом издании обусловлена появлением новых улучшенных элементов и методов разработки – полностью переписаны главы, посвященные микрокомпьютерам и микропроцессорам (на основе IBM PC и 68008), в значительной мере переработаны главы, посвященные цифровой электронике (включая программируемые логические приборы (PLD) и новые логические семейства НС и АС), операционным усилителям и разработкам на их основе (что отражает факт появления превосходных операционных усилителей с полевым транзистором на входе) и приемам конструирования (включая САПР/АСУТП). Были пересмотрены все таблицы и некоторые из них претерпели существенные изменения, например, в табл. 4.1 (операционные усилители) уцелели лишь 65% от 120 имевшихся в таблице входов, при этом добавились сведения по 135 новым ОУ.

Мы воспользовались появившейся в связи с новым изданием возможностью откликнуться на пожелания читателей и учесть свои собственные замечания по первому изданию. В результате была переписана заново глава, посвященная полевым транзисторам (она была чересчур сложной), и помещена в другое место – перед главой по операционным усилителям (которые все в большей степени строятся на полевых транзисторах). Появилась новая глава по конструированию маломощных и микромощных схем (аналоговых и цифровых) – тема важная, но непопулярная в учебниках. Большая часть оставшихся глав существенно переработана. Появились новые таблицы, в том числе по аналого-цифровым и цифро-аналоговым преобразователям, цифровым логическим компонентам, маломощным устройствам, больше стало рисунков. Теперь книга содержит 78 таблиц (они изданы также отдельной книгой, которая называется «Таблицы для выбора компонент Хоровица и Хилла») и более 1000 рисунков.

Перерабатывая текст, мы стремились сохранить неформальный подход, который обеспечил бы успех книге и как справочнику, и как учебнику. Трудности, с которыми сталкивается новичок, впервые взявшийся за электронику, всем известны: все вопросы сложно переплетаются друг с другом, и нет такого пути познания, пройдя по которому можно шаг за шагом преодолеть расстояние от неофита до компетентного специалиста. Вот почему в нашем учебнике появилось так много перекрестных ссылок, кроме того, мы расширили изданное отдельной книгой «Руководство по лабораторным работам» и теперь это – «Руководство для студента» («Руководство для студента к курсу «Искусство схемотехники», авторы Т. Хейес и П. Хоровиц), дополненное примерами конструирования схем, объяснениями, заданиями по тексту основного учебника, лабораторными упражнениями и ответами к задачам. Благодаря такому приложению, предназначенному для студентов, нам удалось сохранить краткость изложения и множество примеров, что и требовалось для тех читателей, которые пользуются книгой прежде всего как справочником.

Надеемся, что новое издание отвечает требованиям всех читателей – как студентов, так и инженеров-практиков. Ваши предложения и замечания направляйте непосредственно П. Хоровицу по адресу: Physics Department, Harvard University, Cambridge, MA 02138 (Кембридж, МА 02138, Гарвардский университет, физический факультет, П. Хоровицу).

Благодарим тех, кто помог нам в подготовке нового издания: М. Аронсона и Б. Матьюса (компания АОХ, Inc.), Дж. Грена (Кейптаунский университет), Дж. Авигада и Т. Хейеса (Гарвардский университет). П. Хоровица (компания EVI, Inc.), Д. Стерна и О. Уолкера. Выражаем признательность Дж. Мобли за отличное редактирование текста, С. Прибыльской и Д. Транхау из отдела прессы Кембриджского университета за высокий профессионализм и оказанную нам поддержку, а также неустанным наборщикам издательства Rosenlaui Publishing Services, Inc.

В заключение предлагаем вашему вниманию юридическую справку, отражающую современные нормы закона.

Пауль Хоровиц
Уинфилд Хилл

Март 1989 г.

Юридическая справка

В этой книге мы предприняли попытку научить читателя приемам конструирования электронных схем на основе примеров и данных, которые на наш взгляд являются точными. Однако примеры, данные и прочую информацию, предназначенную для обучения, не следует использовать в практических приложениях без самостоятельного тестирования и проверки. Тестирование и проверка особенно важны в тех случаях, когда неправильное функционирование может привести к несчастному случаю или повреждению имущества.

В связи с этим мы не даем никаких гарантий, прямых или косвенных, на предмет того, что примеры, данные и прочая информация в этой книге не содержат ошибок, отвечают требованиям промышленных стандартов или требованиям конкретных практических приложений. **Авторы и издатель не несут ответственности за коммерческий исход и пригодность для какой-либо практической цели,** даже в том случае, если авторы дали совет по практическому использованию и описали пример практического использования в тексте. Авторы и издатель не несут также юридической ответственности за прямые или косвенные, преднамеренные или случайные повреждения, возникшие в результате использования примеров, данных и прочей информации из этой книги.

ПРЕДИСЛОВИЕ К ПЕРВОМУ ИЗДАНИЮ

Эта книга представляет собой учебник по разработке электронных схем и одновременно справочное пособие для инженеров, уровень изложения в ней постепенно повышается от простейшего, рассчитанного на новичков, к сложному, требующему глубоких знаний по электронике. Мы строго подошли к выбору круга рассматриваемых проблем и постарались просто и доходчиво изложить основные вопросы, с которыми сталкивается разработчик, стараясь совместить прагматический подход физика-практика и точку зрения инженера, стремящегося к точности и обоснованности в разработке электронной схемы.

Основой для этой книги послужили конспекты курса электроники, которые читаются в Гарварде в течение одного семестра. Аудитория у этого курса довольно неоднородна – это специалисты, закончившие университет и повышающие квалификацию в соответствии со спецификой своей работы в промышленности, студенты-выпускники, стремящиеся к научной работе, и соискатели ученой степени, которые неожиданно обнаружили свою неосведомленность в электронике.

Как показала практика, существующие учебники не подходят для такого курса. Очень хорошие книги написаны по отдельным разделам электроники, но все они предназначены для четырехгодичных курсов обучения или для инженеров, имеющих опыт практической работы; те учебники, в которых сделана попытка рассмотреть предмет электроники в целом, либо перегружены подробностями (и склоняются по стилю к уровню пособий), либо излагают материал очень поверхностно (и больше напоминают советы домохозяйке, чем рекомендации инженерам), либо собраны из неравномерно проработанных частей. Большая часть материала, излагаемого в учебниках по основам электроники, на практике никогда не применяется и чаще всего для того, чтобы найти какую-нибудь нужную схему или посмотреть, как проводить анализ ее работы, инженеру приходится отыскивать фирменные руководства по применению схем, просматривать технические журналы, доставать дефицитные справочники. Короче говоря, авторы учебников, как правило, излагают теорию и никак не учат искусству схемотехники или проектирования схем.

Мы поставили перед собой задачу написать такую книгу по электронике, которая была бы полезна и инженеру-разработчику, и физику-практику, и преподавателю электроники. Мы придерживаемся мнения, и это находит свое отражение в книге, что электроника – это искусство, которое основано на нескольких основных законах и включает в себя большое количество практических правил и приемов. По этой причине мы сочли возможным полностью опустить проблемы физики твердого тела, модель транзистора с использованием *h*-параметров, сложную для понимания теорию цепей и свели к минимуму рассмотрение нагрузочных характеристик и использование комплексной *s*-плоскости. Математических выкладок вы встретите очень мало, зато приводятся разнообразные примеры схем и всячески пропагандируется быстрая прикидочная оценка параметров и характеристик (которую желательно уметь производить «в уме»).

Помимо тех проблем, которые обычно рассматривают в учебниках по электронике, наша книга включает следующие вопросы: рассмотрение удобной для использования модели транзистора; построение таких практически полезных схем, как источники тока и токовые зеркала; разработки на базе операционного усилителя с одним источником питания; ряд практических вопросов, по которым часто трудно найти информацию (методы частотной коррекции операционных усилителей, схемы с низким уровнем шумов, схемы ФАПЧ и прецизионные линейные цепи); упрощенный метод разработки активных фильтров с использованием таблиц и графиков; проблемы шумов, экранирования и заземления; оригинальный графический метод анализа усилителя с низким уровнем шумов; источники эталонного напряжения и стабилизаторы напряжения, включая источники питания постоянного тока; мультивибраторы и их разновидности; недостатки цифровых логических схем и пути их устранения; сопряжение с логическими схемами, включая новые типы больших интегральных схем на *n*МОП- и *p*МОП-структурах; методы аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразования; генерация шумов в цифровых схемах; микропроцессоры и практические примеры их использования; конструирование, печатный монтаж, печатные платы, примеры готовых конструкций, упрощенные способы оценки быстродействия переключательных схем; измерение и обработка данных; описывается, что можно измерить и с какой точностью, как обработать данные; методы сужения полосы пропускания (усреднение

сигналов, уплотнение каналов, использование усилителей с защелкой и весовых импульсов); представлена обширная коллекция негодных схем и удачных схем.

Некоторые полезные вопросы вынесены в приложения, из которых вы можете узнать, как чертить принципиальные схемы, какие существуют типы интегральных схем, как проектировать LC-фильтры. В них приведены сопротивления некоторых типов резисторов, рассмотрены осциллографы, сюда же включены некоторые полезные математические выкладки. В книге приведены таблицы с характеристиками распространенных типов диодов, транзисторов, полевых транзисторов, операционных усилителей, компараторов, стабилизаторов, источников эталонных напряжений, микропроцессоров и других устройств.

Мы стремились к конкретности в изложении всех вопросов и поэтому очень часто при рассмотрении той или иной схемы сравнивали между собой характеристики элементов, которые можно использовать в схеме, обсуждали достоинства других вариантов построения схем. В приводимых примерах схем использованы настоящие элементы, а не «черные ящики». Главная задача состояла в том, чтобы с помощью нашей книги читатель понял, как разрабатывается электронная схема, как выбирается ее конфигурация, типы элементов и их параметры. Отказ от математических выкладок вовсе не означает, что мы хотим научить читателя строить схемы «на глазок», не очень-то заботясь об их характеристиках и надежности. Наоборот, излагаемый подход к разработке электронных схем максимально приближен к реальной жизни, он показывает, как принимаются решения при создании схем в инженерной практике.

Эту книгу можно использовать в качестве учебника для годичного курса по проектированию электронных схем, читаемого в колледжах. Требования к предварительному изучению математики невелики, однако читатель должен иметь представление о тригонометрических и экспоненциальных функциях и дифференциальном исчислении. (В приложение вынесен небольшой обзор по теории функций комплексного переменного и ее основным для электроники результатам.) Если опустить некоторые разделы, то книгу можно использовать для курса, рассчитанного на один семестр (как в Гарварде).

Отдельно издано руководство к лабораторным работам – «Руководство к лаборaботным работам по курсу «Искусство схемотехники» П. Хоровиц и Я. Робинсон, 1981 г.), которое содержит двадцать три лабораторных работы со ссылками на текст нашего учебника.

Для того чтобы облегчить чтение книги ускоренным методом, разделы, которые можно опустить при изучении материала, даны мелким шрифтом. Кроме того, если книга должна быть изучена в течение одного семестра, разумно пропустить первую половину гл. 5, а также гл. 7, 12–14 и, возможно, 15, это отмечено во вводных параграфах к перечисленным главам.

Нам бы хотелось поблагодарить наших коллег за ценные замечания и помощь, которую они оказали при подготовке рукописи, особенно М. Аронсона, Г. Берга, Д. Крауза, К. Девиса, Д. Грайсинджера, Дж. Хагена, Т. Хейеса, П. Хоровица, Б. Клайна, К. Папалиолиса, Дж. Сейджа и Б. Ваттерлинга. Мы выражаем признательность Э. Хайэбру, Дж. Мобли, Р. Джонсон и К. Вернеру из отдела прессы Кембриджского университета за работу, которую они выполнили с большим вкусом, на высоком профессиональном уровне.

Пауль Хоровиц
Уинфилд Хилл

Апрель 1980 г.

ГЛАВА 1

ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОНИКИ

ВВЕДЕНИЕ

Электроника имеет короткую, но богатую событиями историю. Первый ее период связан с простейшими передатчиками ключевого действия и способными воспринимать их сигналы приемниками, которые появились в начале нашего века. Затем наступила эпоха вакуумных ламп, которая ознаменовала собой возможность претворения в жизнь смелых идей. Сейчас мы являемся свидетелями нового этапа развития электроники, связанного с появлением элементов на твердом теле и характеризующегося неиссякаемым потоком новых ошеломляющих достижений. Технология изготовления больших интегральных схем (БИС) дает возможность производить такие кристаллы кремния, на основе которых создают калькуляторы, вычислительные машины и даже «говорящие машины» со словарным запасом в несколько сотен слов. Развитие технологии сверхбольших интегральных схем открывает возможность создания еще более замечательных устройств.

Наверное, стоит сказать и о том, что в истории развития электроники наблюдается тенденция уменьшения стоимости устройств при увеличении объема их производства. Стоимость электронной микросхемы, например, постоянно уменьшается по отношению к единице ее первоначальной стоимости по мере совершенствования процесса производства (см. рис. 8.87). На самом деле зачастую панель управления и корпус прибора стоят дороже, чем его электронная часть.

Если вас заинтересовали успехи электроники и если у вас есть желание самостоятельно конструировать всевозможные хитроумные вещи, которые были бы надежны, недороги, просты и красивы, то эта книга – для вас. В ней мы попытались раскрыть предмет электроники, показать, как он интересен и в чем состоят его секреты.

Первую главу мы посвящаем изучению законов, практических правил и хитростей, составляющих в нашем понимании основу искусства электроники. Начинать всегда следует с самого начала, поэтому мы выясним, что такое напряжение, ток, мощность и из каких компонентов состоит электронная схема. На первых порах, пока вы не научитесь видеть, слышать, осязать и ощущать электричество, вам придется столкнуться с определенными абстрактными понятиями (их особенно много в гл. 1), а также увязать свои представления о них с показаниями таких визуальных приборов, как осциллографы и вольтметры. Первая глава содержит в себе много математики, больше, чем другие главы, несмотря на то, что мы старались свести математические выкладки к минимуму и хотели бы способствовать развитию интуитивного понимания построения и работы электронных схем.

Раз уж мы занялись основами электроники, нам следует прежде всего начать с так называемых активных схем (усилителей, генераторов, логических схем и т. п.), благодаря которым электроника и вызывает к себе такой интерес. Читатель, у которого уже есть некоторые знания по электронике, может эту главу пропустить. Она предназначена для тех, кто прежде электроникой никогда не занимался. Итак, приступим к делу.

НАПРЯЖЕНИЕ, ТОК И СОПРОТИВЛЕНИЕ

1.01. Напряжение и ток

Напряжение и ток – это количественные понятия, о которых следует помнить всегда, когда дело касается электронной схемы. Обычно они изменяются во времени,

в противном случае работа схемы не представляет интереса.

Напряжение (условное обозначение U, иногда E). Напряжение между двумя точкми – это энергия (или работа), которая затрачивается на перемещение единичного положительного заряда из точки с низким потенциалом в точку с высоким потенциалом (т.е. первая точка имеет более отрицательный потенциал по сравнению со второй). Иначе говоря, это энергия, которая высвобождается, когда единичный заряд «сползает» от высокого потенциала к низкому. Напряжение называют также *разностью потенциалов или электродвижущей силой* (э.д.с.). Единицей измерения напряжения служит вольт. Обычно напряжение измеряют в вольтах (В), киловольтах (1 кВ = 10^3 В), милливольтах (1 мВ = 10^{-3} В) или микровольтах (1 мкВ = 10^{-6} В) (см. разд. «Приставки для образования кратных и дольных единиц измерения», напечатанный мелким шрифтом). Для того чтобы переместить заряд величиной 1 кулон между точками, имеющими разность потенциалов величиной 1 вольт, необходимо совершить работу в 1 джоуль. (Кулон служит единицей измерения электрического заряда и равен заряду приблизительно $6 \cdot 10^{18}$ электронов.) Напряжение, измеряемое в нановольтах (1 нВ = 10^{-9} В) или в мегавольтах (1 мВ = 10^6 В), встречается редко; вы убедитесь в этом, прочитав всю книгу.

Ток (условное обозначение I). Ток – это скорость перемещения электрического заряда в точке. Единицей измерения тока служит ампер. Обычно ток измеряют в амперах (А), миллиамперах (1 мА = $= 10^{-3}$ А), микроамперах (1 мкА = $= 10^{-6}$ А), наноамперах (1 нА = 10^{-9} А) и иногда в пикоамперах (1 пкА = 10^{-12} А). Ток величиной 1 ампер создается перемещением заряда величиной 1 кулон за время, равное 1 с. Условились считать, что ток в цепи протекает от точки с более положительным потенциалом к точке с более отрицательным потенциалом, хотя электрон перемещается в противоположном направлении.

Запомните: напряжение всегда измеряется *между* двумя точками схемы, ток всегда протекает *через* точку в схеме или через какой-нибудь элемент схемы.

Говорить «напряжение в резисторе» нельзя – это неграмотно. Однако часто говорят о напряжении в какой-либо точке схемы. При этом всегда подразумевают напряжение между этой точкой и «землей», т.е. такой точкой схемы, потенциал которой всем известен. Скоро вы привыкните к такому способу измерения напряжения.

Напряжение создается путем воздействия на электрические заряды в таких устройствах, как батареи (электрохимические реакции), генераторы (взаимодействие магнитных сил), солнечные батареи (фотогальванический эффект энергии фотонов) и т.п. Ток мы *получаем,* прикладывая напряжение между точками схемы.

Здесь, пожалуй, может возникнуть вопрос, а что же такое напряжение и ток на самом деле, как они выглядят? Для того чтобы ответить на этот вопрос, лучше всего воспользоваться таким электронным прибором, как осциллограф. С его помощью можно наблюдать напряжение (а иногда и ток) как функцию, изменяющуюся во времени. Мы будем прибегать к показаниям осциллографов, а также вольтметров для характеристики сигналов. Для начала советуем посмотреть приложение А, в котором идет речь об осциллографе, и разд. «Универсальные измерительные приборы», напечатанный мелким шрифтом.

В реальных схемах мы соединяем элементы между собой с помощью проводов, металлических проводников, каждый из которых в каждой своей точке обладает одним и тем же напряжением (по отношению, скажем, к земле). В области высоких частот или низких полных сопротивлений это утверждение не совсем справедливо, и в свое время мы обсудим этот вопрос. Сейчас же примем это допущение на веру. Мы упомянули об этом для того, чтобы вы поняли, что реальная схема не обязательно должна выглядеть как ее схематическое изображение, так как провода можно соединять по-разному.

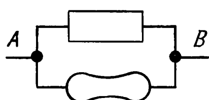


Рис. 1.1.

Запомните нескслько простых правил, касающихся тока и напряжения.

1. Сумма токов, втекающих в точку, равна сумме токов, вытекающих из нее (сохранение заряда). Иногда это правило называют законом Кирхгофа для токов. Инженеры любят называть такую точку схемы *узлом*. Из этого правила вытекает следствие: в последовательной цепи (представляющей собой группу элементов, имеющих по два конца и соединенных этими концами один с другим) ток во всех точках одинаков.

2. При параллельном соединении элементов (рис. 1.1) напряжение на каждом из элементов одинаково. Иначе говоря, сумма падений напряжения между точками A и B, измеренная по любой ветви схемы, соединяющей эти точки, одинакова и равна напряжению между точками A и B. Иногда это правило формулируется так: сумма падений напряжения в любом замкнутом контуре схемы равна нулю. Это закон Кирхгофа для напряжений.

3. Мощность (работа, совершенная за единицу времени), потребляемая схемой, определяется следующим образом:

$$P = UI.$$

Вспомним, как мы определили напряжение и ток, и получим, что мощность равна: (работа/заряд)·(заряд/время). Если напряжение U измерено в вольтах, а ток I – в амперах, то мощность P будет выражена в ваттах. Мощность величиной 1 ватт – это работа в 1 джоуль, совершенная за 1 с (1 Вт = 1 Дж/с).

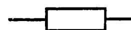
Мощность рассеивается в виде тепла (как правило) или иногда затрачивается на механическую работу (моторы), переходит в энергию излучения (лампы, передатчики) или накапливается (батареи, конденсаторы). При разработке сложной системы одним из основных является вопрос определения ее тепловой нагрузки (возьмем, например, вычислительную машину, в которой побочным продуктом нескольких страниц результатов решения задачи становятся многие киловатты электрической энергии, рассеиваемой в пространство в виде тепла).

В дальнейшем при изучении периодически изменяющихся токов и напряжений нам придется обобщить простое выражение $P = UI$ для того, чтобы определять среднее значение мощности. В таком виде оно справедливо для определения мгновенного значения мощности.

Кстати, запомните, что не нужно называть ток силой тока – это неграмотно. Нельзя также называть резистор сопротивлением. О резисторах речь пойдет в следующем разделе.

1.02. Взаимосвязь напряжения и тока: резисторы

Тема эта очень обширна и интересна. В ней заключена суть электроники. Если попытаться изложить ее в двух словах, то она посвящена тому, как можно сделать элемент, имеющий ту или иную характеристику, выраженную определенной зависимостью между током и напряжением, и как его использовать в схеме. Примерами таких элементов служат резисторы (ток прямо пропорционален напряжению), конденсаторы (ток пропорционален скорости изменения напряжения), диоды (ток протекает только в одном направлении), термисторы (сопротивление зависит ст температуры), тензорезисторы (сопротивление зависит от деформации) и т.д. Постепенно мы познакомимся с некоторыми экзотическими представителями этой плеяды; а сейчас рассмотрим самый нехитрый и наиболее распространенный элемент – резистор (рис. 1.2).


Рис. 1.2.

ПРИСТАВКИ ДЛЯ ОБРАЗОВАНИЯ КРАТНЫХ И ДОЛЬНЫХ ЕДИНИЦ ИЗМЕРЕНИЯ

Следующие приставки приняты для образования кратных и дольных единиц измерения в научной и инженерной практике:

Множитель	Приставка	Обозначение
10^{12}	тера	Т
10^{9}	гига	Г
10^{6}	мега	М
10^{9}	кило	К
10^{-3}	милли	м
10^{-6}	микро	мк
10^{-9}	нано	н
10^{-12}	пико	пк
10^{-15}	фемто	ф

При сокращенном обозначении дольных единиц измерения соответствующая приставка и условное обозначение единицы пишутся слитно. Обратите внимание на использование прописных и строчных букв, особенно м и М в приставках и обозначениях единиц 1 мВт-это 1 милливатт, или тысячная доля ватта; 1 МГц-это 1 миллион герц. Полные наименования единиц измерения всегда пишутся со строчной буквы, даже если они образованы от имен собственных. Полное наименование единицы измерения с приставкой также всегда пишется со строчной буквы. Прописные буквы используются для условных сокращений единиц измерения. Например: герц и килогерц, но Гц и кГц; ватт, милливатт и мегаватт, но Вт, мВт и МВт.

Сопротивление и резисторы. Интересно, что ток, протекающий через металлический проводник (или другой материал, обладающий некоторой проводимостью), пропорционален напряжению, приложенному к проводнику. (Что касается провода, который используется в качестве проводников в схемах, то его обычно берут достаточно большого сечения, чтобы можно было пренебречь падениями напряжения, о которых мы говорили выше.) Это ни в коем случае не обязательно для всех случаев жизни. Например, ток, протекающий через неоновую лампу, представляет собой нелинейную функцию от приложенного напряжения (он сохраняет нулевое значение до критического значения напряжения, а в критической точке резко возрастает). То же самое можно сказать и о целой группе других элементов-диодах, транзисторах, лампах и др. Если вас интересует, почему металлические проводники ведут себя именно так, советуем прочитать курс физики Berkeley Physics Course, том II, разд. 4.3-4.7 (см. библиографию). Резисторы изготавливают из проводящего материала (графита, тонкой металлической или графитовой пленки или провода, обладающего невысокой проводимостью). К каждому концу резистора прикреплен провод. Резистор характеризуется величиной сопротивления

$R = U/I$;

сопротивление R измеряется в омах, если напряжение U выражено в вольтах, а ток I в амперах. Это соотношение носит название «закон Ома». Резисторы наиболее распространенного типа-углеродистые композиционные-имеют сопротивление от 1 ома (1 Ом) до 22 мегаом (22 МОм). Резисторы характеризуются также мощностью, которую они рассеивают в пространство (наиболее распространены резисторы с мощностью рассеяния 1/4 Вт) и такими параметрами, как допуск (точность), температурный коэффициент, уровень шума, коэффициент напряжения (показывающий, в какой степени сопротивление зависит от приложенного напряжения), стабильность во времени, индуктивность и пр. Более подробную информацию о резисторах содержит разд. «Резисторы», напечатанный мелким шрифтом, а также приложения Б и Г в конце второго тома.

Грубо говоря, резисторы используются для преобразования напряжения в ток и наоборот. Этот вывод может показаться банальным, но скоро вы поймете, что имеется в виду.

Последовательное и параллельное соединение резисторов. Из определения сопротивления следует несколько выводов:
1. Сопротивление двух последовательно соединенных резисторов (рис. 1.3) равно: $R = R_1 + R_2$.

При последовательном соединении резисторов всегда получаем *большее* сопротивление, чем сопротивление отдельного резистора.
2. Сопротивление двух параллельно соединенных резисторов (рис. 1.4) равно $R = R_1R_2/(R_1 + R_2)$ или $R = 1/(1/R_1 + 1/R_2)$.



Рис. 1.3.

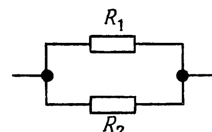


Рис. 1.4.

При параллельном соединении резисторов всегда получаем меньшее сопротивление, чем соединение отдельных резисторов. Сопротивление измеряется в омах (Ом). На практике, когда речь идет о резисторах с сопротивлением более 1000 Ом (1 кОм), иногда оставляют только приставку, опуская в обозначении «Ом», т. е. резистор с сопротивлением 10 кОм иногда обозначают как 10 К, а резистор с сопротивлением 1 МОм – как 1 М. На схемах иногда опускают и обозначение «Ом», оставляя только число. Может быть, все это кажется вам не очень интересным? Немного терпения, и мы перейдем к интересным практическим примерам.

РЕЗИСТОРЫ

Резисторы поистине вездесущи. Типы резисторов почти столь же многочисленны, как и схемы, в которых они применяются. Резисторы используются в усилителях, в качестве нагрузки для активных устройств, в схемах смещения и в качестве элементов обратной связи. Вместе с конденсаторами они используются для задания постоянной времени и работают как фильтры. Они служат для установки величин рабочих токов и уровней сигналов. В схемах питания резисторы используются для уменьшения напряжения за счет рассеяния мощности, для измерения токов и для разряда конденсаторов после снятия питания. В прецизионных схемах они помогают устанавливать нужные токи, обеспечивать точные коэффициенты пропорциональности для напряжения, устанавливать точные коэффициенты усиления. В логических схемах резисторы выступают в качестве конечных элементов линий и шин, «повышающих» и «понижающих» элементов. В высоковольтных схемах резисторы служат для измерения напряжений, для выравнивания токов утечки через диоды или конденсаторы, соединенные последовательно. На радиочастотах они используются даже в качестве индуктивностей.

Промышленность выпускает резисторы с сопротивлением от 0,01 Ом до 10^{12} Ом и мощностью от 1/8 до 250 Вт с допуском от 0,005 до 20%. Резисторы изготавливают из графитовых смесей, металлических пленок, проводов, накрученных на каркас, или на основе полупроводниковых элементов, подобных полевым транзисторам. Наиболее распространены углеродистые композиционные резисторы, имеющие мощность 1/4 или 1/2 Вт. Существует стандартный диапазон значений сопротивлений – от 1 Ом до 100 МОм, причем для резисторов с допуском на сопротивление, равным 5%, выпускается в два раза больше значений сопротивлений, чем для резисторов с допуском 10% (см. приложение В). Мы рекомендуем использовать резисторы фирмы Allen Bradley типа АВ (1/4 Вт, 5%), так как они имеют понятную маркировку, стабильные характеристики и надежное соединение с проводниками выводов.

Резисторы настолько просты в обращении, что очень часто их принимают как нечто само собой разумеющееся. Между тем они не идеальны, и стоит обратить внимание на некоторые их недостатки. Возьмем, например, получившие широкое распространение резисторы композиционного типа с допуском 5%. Они хороши почти для любых схем с некритичными параметрами, но невысокая стабильность этих резисторов не позволяет использовать их в прецизионных схемах. Следует помнить об ограничениях, свойственных этим элементам, чтобы в один прекрасный день не оказаться разачарованным. Основной недостаток состоит в изменении сопротивления во времени под действием температуры, напряжения, влажности. Другие недостатки связаны с индуктивными свойствами (они существенно сказываются на высоких частотах), с наличием термальных точек в мощных схемах или шумов в усилителях с низким уровнем шума. Ниже приводятся параметры резисторов в самых жестких условиях эксплуатации; обычно условия бывают лучше, но правильнее рассчитывать на худшее.

ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕЗИСТОРОВ ФИРМЫ ALLEN BRADLEY, (СЕРИЯ АВ, ТИП СВ)

Стандартный допуск в номинальных условиях составляет 5%. Максимальная мощность при температуре окружающей среды 70 °С составляет 0,25 Вт, при этом внутренняя температура повышается до 150 °С. Максимальное приложенное напряжение составляет $(0{,}25\ R)^{1/2}$ или 250 В (меньшее из двух значений). И это на самом деле так! (см. рис. 6.53). Однократное превышение напряжения до 400 В в течение 5 с вызывает необратимое изменение сопротивления на 2%.

	Изменение сопротивления, %		Необратимое?
	(R = 1 кОм)	(R = 10 МОм)	
Пайка (350 °С на расстоянии 3 мм)	±2	±2	Да
Циклическая нагрузка (50 циклов ВКЛ/ВЫКЛ за 1000 ч)	+4–6	+4–6	»
Вибрация (20 g) и удар (100 g)	±2	±2	»
Влажность (95%-ная отн. влажность при 40 °С)	+6	+10	Нет
Коэффициент напряжения (изменение, равное 10 В)	−0,15	−0,3	»
Температура (от 25 до −15 °С)	+2,5	+4,5	»
Температура (от 25 до 85 °С)	+3,3	+5,9	»

В схемах, где требуется высокая точность или стабильность, следует использовать резисторы из металлической пленки с допуском 1% (см. приложение Г). Они обеспечивают стабильность не хуже 0,1% в нормальных условиях и не хуже 1% в самых жестких условиях. Прецизионные проволочные резисторы способны удовлетворить наиболее высоким требованиям.

Если ожидается, что мощность, рассеиваемая в схеме, будет составлять более 0,1 Вт, то следует выбрать резистор с большим значением рассеиваемой мощности. Композиционные углеродистые резисторы характеризуются мощностью до 2 Вт, а мощные проволочные резисторы – более высокими значениями. Для мощных схем наилучшие характеристики обеспечивает резистор с отводом тепла. Резисторы этого типа выпускаются с допуском 1% и могут надежно работать при собственной температуре до 250 °C в течение длительного периода времени. Допустимая рассеиваемая мощность зависит от воздушного потока, температурных условий на выводах и плотности схемы; следовательно, мощность на резисторе следует рассматривать как грубую ориентировочную величину. Отметим также, что мощность резистора связана со средним значением мощности, рассеиваемой в схеме, и может существенно превышаться в короткие интервалы времени (в зависимости от «тепловой массы» эти интервалы могут длиться несколько секунд или более).

Упражнение 1.1. Возьмем два резистора сопротивлением 5 и 10 кОм. Чему равно сопротивление при (а) последовательном и (б) параллельном их соединении?

Упражнение 1.2. Какую мощность будет рассеивать в пространство резистор с сопротивлением 1 Ом, подключенный к батарее автомобиля с напряжением 1 В?

Упражнение 1.3. Докажите справедливость формул для сопротивления последовательного и параллельного соединения резисторов.

Упражнение 1.4. Покажите, что сопротивление нескольких параллельно соединенных резисторов определяется следующим образом:

$$R = \frac{1}{1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_3 + \ldots}.$$

Секрет резисторов, соединенных параллельно: начинающие часто приступают к сложным алгебраическим выкладкам или углубляются в законы электроники, а здесь как раз лучше всего воспользоваться интуитивным правилом. Приступим теперь к освоению интуитивных правил и развитию интуиции.

Правило 1. Сопротивление двух резисторов, один из которых обладает большим сопротивлением, а другой малым, соединенных между собой последовательно (параллельно), приблизительно равно большему (меньшему) из двух сопротивлений.

Правило 2. Допустим, вы хотите узнать, чему равно сопротивление двух параллельно соединенных резисторов, обладающих сопротивлением 5 и 10 кОм. Если вообразить, что резистор сопротивлением 5 кОм представляет собой параллельное соединение двух резисторов сопротивлением 10 кОм, то схема будет представлена параллельным соединением трех резисторов с сопротивлением 10 кОм. Так как сопротивление одинаковых параллельно соединенных резисторов равно $1/n$-й части сопротивления одного из них, то ответ в нашей задаче будет 10 кОм/3, или 3,33 кОм. Это правило полезно усвоить, так как с его помощью можно быстро проанализировать схему «в уме». Мы хотим, чтобы вы научились решать стоящие перед вами задачи, имея под рукой минимум – оборотную сторону почтового конверта и ручку. Тогда блестящие идеи, возникшие у вас в любой момент, не будут встречать препятствий на пути своего развития.

И еще несколько принципов нашей доморощенной философии: среди начинающих наблюдается тенденция вычислять значения сопротивлений резисторов и характеристики других компонентов схем с большой точностью, доступность же карманных калькуляторов в наше время помогает развитию этой тенденции. Поддаваться ей не следует по двум причинам: во-первых, компоненты сами по себе имеют определенную конечную точность (наиболее распространенные резисторы – $\pm 5\%$; характеристики транзисторов, например часто задаются одним-двумя коэффициентами); во-вторых, одним из признаков хорошей схемы является ее нечувствительность к точности величин компонентов (бывают, конечно, и исключения). И еще: вы скорее придете к интуитивному пониманию схем, если разовьете в себе способность быстро прикидывать «в уме», а не будете увлекаться вычислениями с ненужной точностью на красивых калькуляторах.

Некоторые считают, что для того чтобы скорее научиться оценивать величину сопротивления, полезно вводить понятие *проводимость*, $G = 1/R$. Ток, протекаю-

щий через элемент с проводимостью G, к которому приложено напряжение U, определяется как $I = GU$ (это закон Ома). Чем меньше сопротивление проводника, тем больше его проводимость и тем больше ток, протекающий под воздействием напряжения, приложенного между концами проводника.

С этой точки зрения формула для определения сопротивления параллельно соединенных проводников вполне очевидна: если несколько резисторов или проводящих участков подключены к одному и тому же напряжению, то полный ток равен сумме токов, протекающих в отдельных ветвях. В связи с этим проводимость соединения равна сумме отдельных проводимостей составных элементов: $G = G_1 + G_2 + G_3 + \dots$, а это выражение эквивалентно выражению для параллельно соединенных резисторов, приведенному выше.

Инженеры неравнодушны к обратным величинам, и в качестве единицы измерения проводимости они установили 1 сименс (1 См = 1/1 Ом), который иногда называют «мо» («ом» наоборот). Хотя понятие проводимости и помогает развить интуицию в отношении сопротивления резисторов, широкого применения оно не находит, и большинство предпочитает иметь дело с величинами сопротивления, а не проводимости.

Мощность и резисторы. Мощность, рассеиваемая резистором или любым другим элементом, определяются как $P = UI$. Пользуясь законом Ома, эту формулу можно записать в эквивалентном виде: $P = I^2R$ и $P = U^2/R$.

Упражнение 1.5. Возьмем схему, работающую от батареи с напряжением 15 В. Докажите, что независимо от того, как будет включен в схему резистор, обладающий сопротивлением более 1 кОм, мощность на нем не превысит 1/4 Вт.

Упражнение 1.6. Дополнительное упражнение: для Нью-Йорка требуется 10^{10} Вт электрической энергии при напряжении 110 В (цифры вполне правдоподобны: 10 млн. жителей, каждый потребляет в среднем 1 кВт электроэнергии). Высоковольтный кабель может иметь диаметр 25,4 мм. Давайте подсчитаем, что произойдет, если в качестве кабеля взять провод из чистой меди диаметром 0,305 м. Сопротивление такого провода составляет 0,05 мкОм ($5 \cdot 10^{-8}$ Ом) в расчете на 0,305 м. Определите: а) потери мощности в расчете на 0,305 м, исходя из того, что потери оцениваются величиной I^2R; б) длину кабеля, на которой будут потеряны все 10^{10} Вт; в) если вы знаете физику, определите, до какой температуры нагреется кабель ($\sigma = 6 \cdot 10^{-12}$ Вт/(К$^4 \cdot$см^2)).

Если расчет выполнен правильно, то результат, вероятно, удивил вас. Как же разрешить проблему?

Вход и выход. Практически во всех электронных схемах что-либо подается на **вход** (обычно это напряжение) и соответственно снимается с **выхода** (это также чаще всего напряжение). Например, с выхода усилителя звуковой частоты снимается напряжение (оно имеет переменное значение), которое в 100 раз превышает входное напряжение (изменяющееся аналогично). В этом усилителе выходное напряжение рассматривается для данного значения напряжения, действующего на входе. Инженеры пользуются понятием *передаточной функции* **H**, которая представляет собой отношение напряжения, измеренного на выходе, к напряжению, действующему на входе; для вышеупомянутого усилителя звуковой частоты **H** – это постоянная величина (**H** = 100). К изучению усилителей мы приступим в следующей главе. Однако, уже сейчас, имея представление только о резисторах, мы рассмотрим *делитель напряжения* (по сути он является «де-усилителем»), который играет немаловажную роль в электронных схемах.

1.03. Делители напряжения

Мы приступаем к рассмотрению делителя напряжения, который используется в электронных схемах весьма широко. В любой настоящей схеме можно найти не меньше полдюжины делителей напряжения. Простейший делитель напряжения – это схема, которая для данного напряжения на входе создает на выходе напряжение, которое является некоторой частью входного. Простейший делитель представлен на рис. 1.5. Что такое $U_{вых}$? Предположим здесь и далее, что нагрузки на выходе нет, тогда ток определяется следующим образом:

$I = U_{вх}/(R_1 + R_2)$.

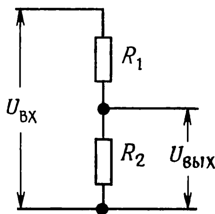
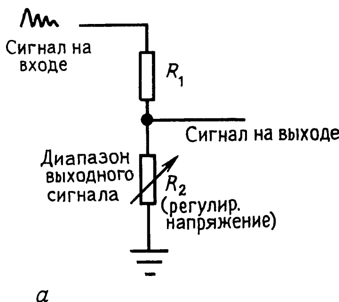


Рис. 1.5. Делитель напряжения. Приложенное напряжение $U_{вх}$ создает на выходе напряжение $U_{вых}$ (меньшее приложенного).

(Мы воспользовались формулой для определения сопротивления резистора и правилом для последовательного соединения резисторов). Тогда для R_2

$$U_{вых} = IR_2 = U_{вх}R_2/(R_1 + R_2).$$

Обратите внимание, что выходное напряжение всегда меньше входного (или равно ему); поэтому мы говорим о делителе напряжения. Если одно из сопротивлений будет отрицательным, то можно получить усиление (т. е. выходное напряжение будет больше входного). Эта идея не так невероятна, как кажется на первый взгляд: вполне можно сделать устройство



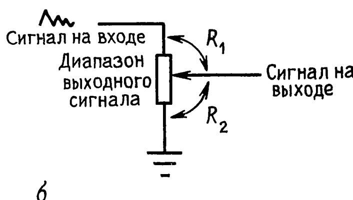


Рис. 1.6. Регулируемый делитель напряжения может состоять из двух резисторов – с фиксированным сопротивлением и с переменным сопротивлением, или из потенциометра.

с отрицательными «приращениями» сопротивления (в качестве примера может служить туннельный диод) или просто с настоящим отрицательным сопротивлением (например, преобразователь с отрицательным импедансом, о котором мы поговорим позже). Однако эти примеры достаточно специфичны и не должны занимать сейчас ваше внимание.

Делители напряжения часто используют в схемах для того, чтобы получить заданное напряжение из большего постоянного (или переменного) напряжения. Например, если в качестве R_2 взять резистор с регулируемым сопротивлением (рис. 1.6,*а*), то мы получим не что иное, как схему с управляемым выходом; более простым путем комбинацию R_1R_2 можно получить, если у вас есть один резистор с переменным сопротивлением, или *потенциометр* (рис. 1.6,*б*). Простой делитель напряжения играет важную роль и в тот момент, когда вы *задумываете* схему: входное напряжение и сопротивление верхней части резистора могут представлять собой, скажем, выход усилителя, а сопротивление нижней части резистора – вход последующего каскада. В этом случае, воспользовавшись уравнением для делителя напряжения, можно определить, что поступит на вход последнего каскада. Все сказанное станет более понятным, когда чуть позже мы познакомим вас с одним интересным фактом (имеется в виду теорема об эквивалентном преобразовании схем). А сейчас немного отвлечемся от нашей темы и поговорим об источниках тока и напряжения.

1.04. Источники тока и напряжения

Идеальный источник напряжения – это «черный ящик», имеющий два вывода, между которыми он поддерживает постоянное падение напряжения независимо от величины сопротивления нагрузки. Это означает, например, что он должен порождать ток, равный $I = U/R$, если к выводам подключить резистор с сопротивлением R. Реальный источник напряжения не может дать ток, больший некоторого предельного максимального значения, и

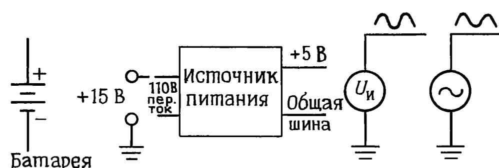


Рис. 1.7. Источники напряжения постоянного и переменного тока.

в общем случае он ведет себя как идеальный источник напряжения, к которому последовательно подключен резистор с небольшим сопротивлением. Очевидно, чем меньше сопротивление этого последовательно подключенного резистора, тем лучше. Например, стандартная щелочная батарея на 9 В в последовательном соединении с резистором, имеющим сопротивление 3 Ом, ведет себя как идеальный источник напряжения 9 В и дает максимальный ток (при замыкании накоротко) величиной 3 А (который, к сожалению, погубит батарею за несколько минут). По понятным причинам источник напряжения «предпочитает» нагрузку в виде разомкнутой цепи, а нагрузку в виде замкнутой цепи «недолюбливает». (Понятия «разомкнутая цепь» и «замкнутая цепь» очевидны: к разомкнутой цепи ничего не подключено, а в замкнутой цепи кусок провода замыкает выход.) Условные обозначения источников напряжения приведены на рис. 1.7.

Идеальный источник тока – это «черный ящик», имеющий два вывода и поддерживающий постоянный ток во внешней цепи независимо от величины сопротивления нагрузки и приложенного напряжения. Для того чтобы выполнять свои функции, он должен уметь поддерживать нужное напряжение между своими выводами. Реальные источники тока (самая нелюбимая тема для большинства учебников) имеют ограниченный диапазон, в котором может изменяться создаваемое ими напряжение (он называется рабочим диапазоном выходного напряжения или просто диапазоном), и, кроме того, выходной ток источника нельзя считать абсолютно постоянным. Источник тока «предпочитает» нагрузку в виде замкнутой цепи, а нагрузку в виде разомкнутой цепи «недолюбливает». Условные обозначения источника тока приведены на рис. 1.8.

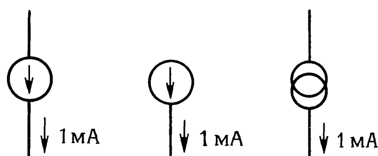


Рис. 1.8. Условные обозначения источников тока.

Хорошим примером источника напряжения может служить батарея (для источника тока подобной аналогии найти нельзя). Например, стандартная батарейка от карманного фонаря обеспечивает напряжение 1,5 В, ее эквивалентное последовательное сопротивление составляет 1/4 Ом, а общий запас энергии равен приблизительно 10 000 Вт · с (постепенно эти характеристики ухудшаются; к концу срока службы батарейки напряжение может составлять около 1 В, а внутреннее сопротивление – несколько ом). О том, как создать источник напряжения с лучшими характеристиками, вы узнаете, когда мы изучим обратную связь. В электронных устройствах, за исключением портативных, батарейки используются редко. В гл. 14 мы рассмотрим интересную тему конструирования маломощных схем (на батарейках).

1.05. Теорема об эквивалентном преобразовании источников (генераторов)

Теорема об эквивалентном преобразовании источников утверждает, что всякую схему, состоящую из резисторов и источников напряжения и имеющую два вывода, можно представить в виде эквивалентной схемы, состоящей из одного резистора R, последовательно подключенного к одному источнику напряжения U. Представьте, как это удобно. Вместо того чтобы разбираться с мешаниной батарей и резисторов, можно взять одну батарею и один резистор (рис. 1.9). (Кстати, известна еще одна теорема об эквивалентном преобразовании, которая содержит такое же утверждение относительно источника тока и параллельно подключенного резистора).

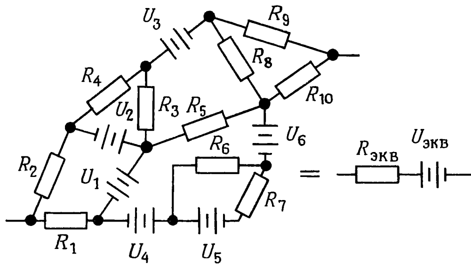


Рис. 1.9.

Как определить эквивалентные параметры $R_{экв}$ и $U_{экв}$ для заданной схемы? Оказывается просто. $U_{экв}$ – это напряжение между выводами эквивалентной схемы в ее разомкнутом (ненагруженном) состоянии; так как обе схемы работают одинаково, это напряжение совпадает с напряжением между выводами данной схемы в разомкнутом состоянии (его можно определить путем вычислений, если схема вам известна, или измерить, если схема неизвестна). После этого можно определить $R_{экв}$, если учесть, что ток в эквивалентной схеме, при условии, что она замкнута (нагружена), равен $U_{экв}/R_{экв}$. Иными словами,

$U_{экв} = U$ (разомкнутая схема).

$R_{экв} = U$ (разомкнутая схема)/I (замкнутая схема).

УНИВЕРСАЛЬНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

Существует немало приборов, с помощью которых в схемах можно измерять напряжения и токи. Самым универсальным из них является осциллограф (см. приложение А); он позволяет наблюдать изменение напряжения во времени в одной или нескольких точках схемы. Специально для отысканий неисправностей в цифровых схемах предназначены логические щупы и логические анализаторы Универсальный измерительный прибор дает возможность измерять напряжение, ток и сопротивление очень часто с достаточно высокой точностью, однако у него медленная реакция, и он не может заменить осциллограф в тех случаях, когда интерес представляют меняющиеся напряжения. Универсальные измерительные приборы можно разделить на две группы: приборы, показания которых определяются по обычной шкале с перемещающейся стрелкой, и приборы с цифровым отображением показания.

Стандартный вольтметр позволяет измерить ток по перемещению стрелки (обычно полный диапазон шкалы составляет 50 мкА). (Для того чтобы разобраться в работе измерительного прибора, советуем покопаться в книгах по электротехнике, но не в руководствах по разработке электронных схем, а пока нас вполне удовлетворит информация о том, что в приборе используются индуктивности и сердечники.) При измерении напряжения в вольтметре последовательно к основной схеме подключается резистор. Например, диапазон шкалы измерения напряжения, равный 1 В, обеспечивается последовательным подключением резистора с сопротивлением 20 кОм к схеме, рассчитанной на ток 50 мкА; для бóльших диапазонов напряжения используются соответственно резисторы с бóльшими сопротивлениями. Такой вольтметр характеризуется как прибор на 20000 Ом/В. Это значит, что сопротивление его резистора, равное 20 кОм, умножается на полный размах напряжения в выбранном диапазоне измерения. Полный размах в любом диапазоне напряжения составляет 1/20000 В/Ом, или 50 мкА. Очевидно, что подобный вольтметр оказывает тем меньше влияния на схему, чем выше диапазон, так как играет роль резистора с большим сопротивлением (представим вольтметр в качестве нижнего плеча делителя напряжения, при этом верхнее плечо будет образовано эквивалентным выходным сопротивлением схемы, в которой подключен прибор). В идеальном случае вольтметр должен обладать бесконечным входным сопротивлением. В настоящее время применяются разнообразные измерительные приборы с небольшим усилением, входное сопротивление которых может достигать 10^9 Ом. К приборам такого типа относят большинство измерительных цифровых приборов и даже некоторые приборы с аналоговым отсчетом на полевых транзисторах (см. гл. 3). Замечание: иногда входное сопротивление измерительных приборов со входом на полевом транзисторе может быть очень большим в наиболее чувствительном диапазоне, а в других диапазонах оно может иметь меньшее значение. Например, типичными являются следующие значения: 10^9 Ом для диапазонов 0,2 В и 10^7 Ом для всех остальных диапазонов. Внимательно изучайте характеристики приборов! Для работы с транзисторными схемами подходит вольтомметр на 20000 Ом/В, который создает для них небольшую нагрузку. В любом случае нетрудно оценить влияние измерительного прибора на работу схемы, если воспользоваться уравнением для делителя напряжения. Обычно универсальные измерительные приборы имеют диапазоны измерения напряжения от 1 В (и меньше) до 1 кВ (и больше) для полного размаха шкалы.

С помощью вольтомметра можно измерить ток, оценивая его величину по простому отклонению указателя прибора (в предыдущем примере диапазон измерения тока составляет 50 мкА) или за счет резистора с небольшим сопротивлением, подключаемого параллельно основной схеме (шунта). Так как для перемещения указателя необходимо небольшое падение напряжения (обычно 0,25 В на полный размах шкалы), шунт выбирают при изготовлении прибора таким, чтобы максимальный ток вызывал соответствующее падение напряжения на параллельном соединении шунта и резистора измерительного прибора (для вас выбор шунта сводится к тому, что нужно лишь установить переключатель на нужный диапазон измерения). В идеальном случае прибор для измерения тока должен иметь нулевое сопротивление, тогда при подключении его к схеме последовательно он не будет оказывать влияния на нее. На практике прихо-

дится мириться с падением напряжения, составляющим десятые доли вольта как для вольтомметров, так и для цифровых приборов (это как бы накладные расходы при измерении напряжения, от которых никуда не денешься). Обычно универсальные измерительные приборы имеют диапазоны измерения тока от 50 мкА (или ниже) до 1 А (или выше) для полного размаха шкалы.

В универсальных измерительных приборах имеется одна или несколько батарей для подачи питания при измерении сопротивления. Измерения падения напряжения при протекании небольшого тока позволяют определить величину сопротивления; предусмотренные для этих измерений диапазоны перекрывают величины сопротивления от 1 Ом (или ниже) до 10 МОм (или выше). Замечание: не пытайтесь измерить «ток источника напряжения» путем подключения прибора к штепсельной розетке в стене; то же самое можно сказать об измерении сопротивления. Подобные «измерения» служат причиной гибели многих приборов.

Упражнение 1.7. Что покажет вольтметр на 20 000 Ом/В при шкале диапазона 1 В, если его подключить к источнику напряжения 1 В с внутренним сопротивлением 10 кОм? Что покажет этот прибор, если его подключить к делителю напряжения с плечами 10 кОм–10 кОм, питающемуся от источника постоянного напряжения (с нулевым сопротивлением) с напряжением 1 В?

Упражнение 1.8. Измерительный прибор с максимальным отклонением указателя, соответствующим току 50 мкА, имеет внутреннее сопротивление, равное 5 кОм. Какое шунтирующее сопротивление нужно подключить, чтобы прибор измерял ток в пределах 0–1 А? Какое сопротивление нужно подключить последовательно для того, чтобы прибор мог измерить напряжение в пределах 0–10 В?

Попробуем применить описанный метод к делителю напряжения, для чего составим его эквивалентную схему:

1. Напряжение при разомкнутой цепи:

$U = U_{вх}[R_2/(R_1 + R_2)]$.

2. Ток замкнутой накоротко цепи:

$U_{вх}/R_1$.

Тогда эквивалентная схема представляет собой источник напряжения

$U_{экв} = U_{вх}[R_2/(R_1 + R_2)]$,

к которому последовательно подключен резистор с сопротивлением

$R_{экв} = R_1 R_2/(R_1 + R_2)$.

(Не случайно сопротивление равно сопротивлению параллельно соединенных резисторов R_1 и R_2. Объяснение этому факту будет дано ниже.)

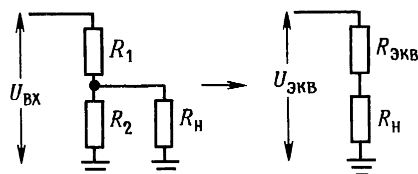


Рис. 1.10.

Приведенный пример показывает, что делитель напряжения не может служить хорошей батареей, так как его выходное напряжение существенно уменьшается при подключении нагрузки. Рассмотрим упражнение 1.9. Вам сейчас известно все, что необходимо для того, чтобы точно рассчитать, насколько уменьшится выходное напряжение, если подключить к схеме нагрузку с определенным сопротивлением. Воспользуйтесь эквивалентной схемой, подключите нагрузку и подсчитайте новое выходное напряжение, учитывая, что новая схема представляет собой не что иное, как делитель напряжения (рис. 1.10).

Упражнение 1.9. Для схемы, показанной на рис. 1.10, $U_{вх} = 30$ В, $R_1 = R_2 = 10$ кОм. Требуется определить: а) выходное напряжение в отсутствие нагрузки (напряжение разомкнутой цепи); б) выходное напряжение при условии, что подключена нагрузка 10 кОм (представьте схему в виде делителя напряжения R_2 и $R_н$ объедините в один резистор); в) эквивалентную схему; г) выходное напряжение при том же условии, что и в п. б), но для эквивалентной схемы здесь придется иметь дело с делителем напряжения; ответ должен быть таким же, как в п. б); д) мощность, рассеиваемую каждым резистором.

Эквивалентное сопротивление источника и нагрузка схемы. Как мы только что убедились, делитель напряжения, на который подается некоторое постоянное напряжение, эквивалентен некоторому источнику напряжения с последовательно подключенным к нему резистором; например, делитель напряжения 10 кОм–10 кОм, на который подается напряжение от идеальной батарейки напряжением 30 В, в точности эквивалентен идеальной батарейке напряжением 15 В с последовательно подключенным резистором с сопротивлением 5 кОм (рис. 1.11). Подключение резистора в качестве нагрузки вызывает падение напряжения на выходе дели-

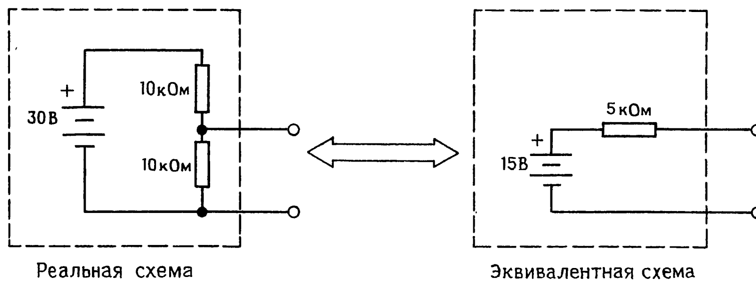


Рис. 1.11.

теля, обусловленное наличием некоторого *сопротивления источника* (вспомним эквивалентное сопротивление для делителя напряжения, если его выход выступает в качестве источника напряжения). Очень часто это явление нежелательно. Один подход к решению проблемы создания «устойчивого» источника напряжения (называемого «устойчивым» в том смысле, что он не поддается действию нагрузки) состоит в использовании в делителе напряжения резисторов с малыми сопротивлениями. Иногда этот прямой подход оказывается полезным. Однако лучше всего для создания источника напряжения, или как его часто называют, источника питания, использовать активные компоненты, такие, как транзисторы или операционные усилители, которыми мы займемся в гл. 2–4. Этот подход позволяет создать источник напряжения, внутреннее сопротивление которого (или эквивалентное сопротивление) составит миллиомы (тысячные доли ома), при этом не требуются большие токи и не рассеивается значительная мощность, что характерно для низкоомного делителя напряжения с такими же рабочими характеристиками. Кроме того, в активном источнике питания не представляет труда регулировка выходного напряжения.

Понятие эквивалентного внутреннего сопротивления применимо ко всем типам источников, а не только к батареям и делителям напряжения. Все источники сигналов (например, генераторы синусоидальных сигналов, усилители и измерительные приборы) обладают эквивалентным внутренним сопротивлением. Подключение нагрузки, сопротивление которой меньше или даже сравнимо с внутренним сопротивлением, вызывает значительное уменьшение выходного параметра. Нежелательное уменьшение напряжения (или сигнала) разомкнутой цепи за счет подключения нагрузки называется «перегрузкой цепи». В связи с этим следует стремиться к тому, чтобы выполнялось условие $R_н \gg R_{внутр}$, так как высокоомная нагрузка оказывает небольшое ослабляющее влияние на источник (рис. 1.12); примеры тому вы встретите в последующих главах. Условие высокоомности является обязательным для таких измерительных приборов, как вольтметры и осциллографы. (Есть и исключения из этого общего правила; например, когда речь пойдет о линиях передач на радиочастотах, вы узнаете, что следует «согласовывать импедансы» для предотвращения отражений и потерь энергии.)

Несколько слов о принятых выражениях: часто можно услышать «сопротивление со стороны входа делителя напряжения» или «нагрузка со стороны выхода

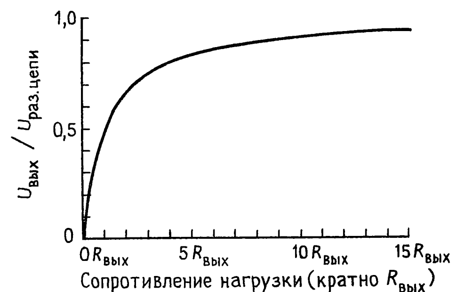


Рис. 1.12. Сопротивление нагрузки должно быть большим по сравнению с выходным сопротивлением для того, чтобы сигнал источника не ослаблялся ниже значения напряжения при разомкнутой цепи.

составляет столько-то ом». Советуем принять эти обороты на вооружение, так как они в понятной форме указывают, где, по отношению к схеме, находится резистор.

Преобразование энергии. Задумайтесь над таким интересным вопросом: каким должно быть сопротивление нагрузки, чтобы при данном сопротивлении источника ей была передана максимальная мощность? (Термины «сопротивление источника», «внутреннее сопротивление» и «эквивалентное сопротивление» относятся к одному и тому же сопротивлению). Нетрудно заметить, что при выполнении условий $R_н = 0$ и $R_н = \infty$, переданная мощность равна нулю. Условие $R_н = 0$ означает, что $U_н = 0$, а $I_н = U_н/R_и$ и поэтому $P_н = U_н I_н = 0$. Условие $R_н = \infty$ означает, что $U_н = U_и$ и $I_н = 0$, поэтому $P_н = 0$. Максимум заключен, следовательно, между 0 и ∞.

Упражнение 1.10. Докажите, что при выполнении условия $R_н = R_и$ мощность в нагрузке максимальна для данного сопротивления источника. Замечание: пропустите это упражнение, если вы не знаете дифференциального исчисления, и примите на веру, что приведенное здесь утверждение справедливо.

Чтобы приведенный пример не вызвал у вас неправильного впечатления, хотим еще раз подчеркнуть, что обычно схемы проектируют таким образом, чтобы сопротивление нагрузки было значительно больше, чем внутреннее сопротивление источника сигнала, работающего на эту нагрузку.

1.06. Динамическое сопротивление

Часто приходится иметь дело с электронными устройствами, в которых ток I не пропорционален напряжению U; в подобных случаях нет смысла говорить о сопротивлении, так как отношение U/I не является постоянной величиной, независимой от U, а, наоборот, зависит от U. Для подобных устройств полезно знать наклон зависимости U–I (вольт-амперной характеристики). Иными словами, представляет интерес отношение небольшого изменения приложенного напряжения к соответствующему изменению тока через схему: $\Delta U/\Delta I$ (или dU/dI). Это отношение измеряется в единицах сопротивления (в

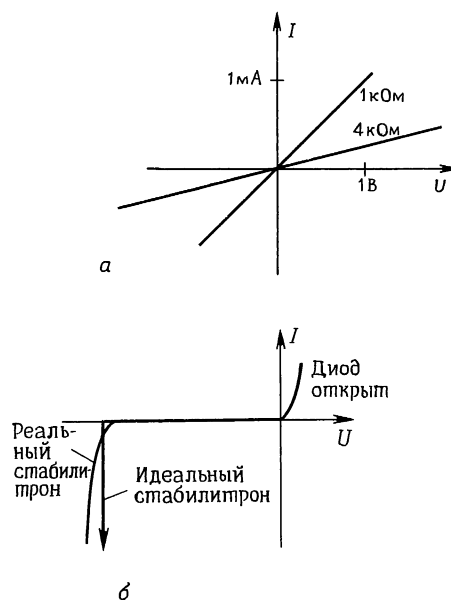


Рис. 1.13. Вольт-амперные характеристики. *а* – резистор (линейная зависимость); *б* – зенеровский диод (нелинейная зависимость).

омах) и во многих расчетах играет роль сопротивления. Оно называется сопротивлением для малых сигналов, дифференциальным сопротивлением, динамическим или инкрементным сопротивлением.

Зенеровские диоды (стабилитроны). В качестве примера рассмотрим зенеровский диод (стабилитрон), вольт-амперная характеристика которого приведена на рис. 1.13. Зенеровские диоды используют для получения постоянного напряжения на каком-либо участке схемы. Это достигается за счет тока (в грубом приближении постоянного), получаемого от источника большего напряжения в той же схеме. Например, зенеровский диод, представленный на рис. 1.13, преобразует питающий ток, изменяющийся в указанном диапазоне, в соответствующий (но более узкий) диапазон напряжений. Важно понять, как будет вести себя соответствующее напряжение на зенеровском диоде (зенеровское напряжение пробоя) при изменении питающего тока, это изменение есть мера влияния изменений питающего тока. Оно характеризуется динамическим

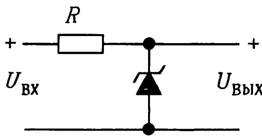


Рис. 1.14. Регулятор на зенеровском диоде.

сопротивлением зенеровского диода, определяемым при заданном токе. (Учтите, что динамическое сопротивление зенеровского диода в режиме стабилизации изменяется обратно пропорционально току). Например, динамическое сопротивление зенеровского диода, создающего напряжение стабилизации 5 В, может быть равно 10 Ом при токе 10 мА. Воспользовавшись определением динамического сопротивления, найдем, чему будет равно изменение напряжения при изменении питающего тока на 10%: $\Delta U = R_{дин}\Delta I = 10 \cdot 0{,}1 \cdot 0{,}001 = 10$ мВ или $\Delta U/U = 0{,}002 = 0{,}2\%$. Тем самым подтверждаются высокие стабилизирующие качества зенеровского диода. На практике часто приходится иметь дело с такими схемами, как показанная на рис. 1.14. Здесь ток, протекающий через стабилитрон и резистор, обусловлен имеющимся в той же схеме напряжением, большим чем напряжение стабилизации. При этом $I = (U_{вх} - U_{вых})/R$ и $\Delta I = (\Delta U_{вх} - \Delta U_{вых})/R$, тогда $\Delta U_{вых} = R_{дин}\Delta I = (R_{дин}/R)(\Delta U_{вх} - \Delta U_{вых})$ и наконец, $\Delta U_{вых} = \Delta U_{вх} R_{дин}/(R + R_{дин})$. Следовательно, по отношению к изменениям напряжения схема ведет себя как делитель напряжения, в котором зенеровский диод заменен резистором, сопротивление которого равно динамическому сопротивлению диода при рабочем токе. Приведенный пример показывает, для чего нужен такой параметр, как динамическое сопротивление. Допустим, что в рассмотренной нами схеме входное напряжение изменяется в пределах от 15 до 20 В, а для получения стабильного источника напряжения 5,1 В используется зенеровский диод типа 1NA733 (зенеровский диод с напряжением 5,1 В и мощностью 1 Вт). Резистор сопротивлением 300 Ом обеспечит максимальный зенеровский ток, равный 50 мА: (20–5,1)/300. Оценим изменение выходного напряжения, зная, что максимальное сопротивление для выбранного диода составляет 7 Ом при токе 50 мА. В диапазоне изменения входного напряжения ток через зенеровский диод изменяется от 50 мА до 33 мА; изменение тока на 17 мА вызывает изменение напряжения на выходе схемы, равное $\Delta U = R_{дин}\Delta I$, или 0,12 В. Другие примеры использования зенеровских диодов вы найдете в разд. 2.04 и 16.14. В реальных условиях зенеровский диод обеспечивает наивысшую стабильность, если он питается от источника тока, у которого по определению $R_{дин} = \infty$ (ток не зависит от напряжения). Но источник тока представляет собой достаточно сложное устройство, и поэтому на практике мы чаще всего удовлетворяемся простым резистором.

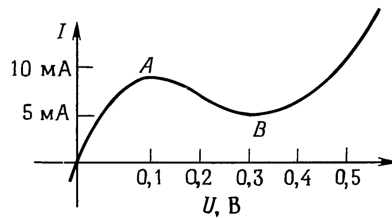


Рис. 1.15.

Туннельные диоды. Еще один интересный пример использования параметра динамического сопротивления связан с туннельным диодом. Его вольт-амперная характеристика показана на рис. 1.15. В области между точками *A* и *B* он обладает *отрицательным* динамическим сопротивлением. Из этого вытекает важное следствие: *делитель* напряжения, состоящий из резистора и туннельного диода, может работать как усилитель (рис. 1.16). Воспользуемся уравнением для делителя напряжения и для изменяющегося напряжения $U_{сигн}$, получим $U_{вых} = [R/(R + r_t)]\,U_{сигн}$, где r_t – динамическое сопротивление туннельного диода при рабочем

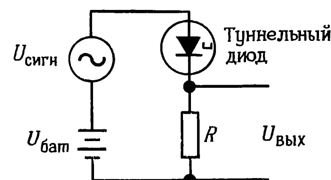


Рис. 1.16.

токе, $U_{сигн}$ – изменение малого сигнала, которое до настоящего момента мы обозначали через $\Delta U_{сигн}$ (в дальнейшем мы будем пользоваться этим широко распространенным обозначением). Для туннельного диода $r_{t\,дин} < 0$. Значит, $\Delta U/\Delta I < 0$ или $u/i < 0$ для области вольт-амперной характеристики туннельного диода, заключенной между точками A и B. Если $r_{t\,дин} < 0$, то знаменатель становится близким к нулю, и схема начинает работать как усилитель. Напряжение $u_{бат}$ создает постоянный ток, или *смещение*, которое смещает рабочую точку в область отрицательного сопротивления. (Безусловно, во всяком усилительном приборе необходимо иметь источник питания.)

И наконец, в двух словах история туннельных диодов: они появились в конце 50-х годов, и с ними сразу стали связывать пути разрешения множества проблем схемотехники. Их высокое быстродействие дало основание предположить, что они произведут революцию в области вычислительной техники. К сожалению, оказалось, что эти элементы сложны в использовании; это обстоятельство, а также успешное развитие транзисторов привело к тому, что туннельные диоды сейчас почти не находят применения.

Позже при рассмотрении активных фильтров мы вернемся к явлению отрицательного сопротивления. Тогда вы познакомитесь со схемой преобразователя отрицательного импеданса, которая обеспечивает наряду с другими характеристиками настоящее (а не динамическое) отрицательное сопротивление.

СИГНАЛЫ

Следующий раздел главы посвящен конденсаторам – элементам, свойства которых зависят от того, как изменяются в схеме напряжения и токи. Закономерности, с которыми мы познакомили вас при изучении цепей постоянного тока (закон Ома, эквивалентные преобразования схем и др.), сохраняют свою силу и в тех случаях, когда напряжения и токи изменяются по времени. Для лучшего понимания работы цепей переменного тока полезно изучить некоторые распространенные типы сигналов (напряжений, которые определенным образом изменяются во времени).

1.07. Синусоидальные сигналы

Синусоидальные сигналы распространены наиболее широко; именно их мы извлекаем из стенной розетки. Если вы услышите выражение «10 мкВ на частоте 1 МГц», то знайте, что речь идет о синусоидальном сигнале. Математическое выражение, описывающее синусоидальное напряжение, имеет вид

$$U = A \sin 2\pi f t,$$

где A – амплитуда сигнала, f – частота в циклах в секунду или в герцах. Синусоидальный сигнал показан на рис. 1.17. Иногда бывает полезно переместить начало координат ($t = 0$) в точку, соответствующую произвольному моменту времени; в этом случае в выражение для синусоидального напряжения следует включить фазу

$$U = A \sin(2\pi f t + \varnothing).$$

Можно также воспользоваться понятием угловая частота и переписать выражение для синусоидального сигнала в другом виде:

$$U = A \sin \omega t,$$

где ω – угловая частота в радианах в 1 с. Если вы вспомните, что $\omega = 2\pi f$, то все станет на свои места.

Основное достоинство синусоидальной функции (а также основная причина столь широкого распространения синусоидальных сигналов) состоит в том, что эта функция является решением целого ряда линейных дифференциальных уравнений,

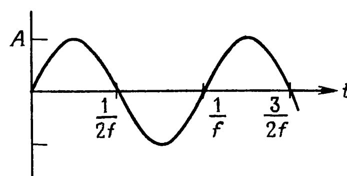


Рис. 1.17. Синусоидальная зависимость изменения амплитуды A от частоты f.

описывающих как физические явления, так и свойства линейных цепей. Линейная цепь обладает следующим свойством: выходной сигнал, порожденный суммой двух входных сигналов, равен сумме двух выходных сигналов, каждый из которых порожден входными сигналами, действующими не в совокупности, а отдельно: иначе говоря, если Вых. (A) – выходной сигнал, порожденный сигналом A, то для линейной цепи справедливо следующее равенство: Вых. $(A + B)$ = Вых. (A) + + Вых. (B). Если на входе линейной цепи действует синусоидальный сигнал, то на выходе также получим синусоидальный сигнал, но в общем случае его амплитуда и фаза будут другими. Это утверждение справедливо только для синусоидального сигнала. На практике принято оценивать поведение схемы по ее *амплитудно-частотной характеристике*, показывающей, как изменяется амплитуда синусоидального сигнала в зависимости от частоты. Усилитель звуковой частоты, например, имеет «плоскую» амплитудно-частотную характеристику в диапазоне от 20 Гц до 20 кГц.

Частота синусоидальных сигналов, с которыми чаще всего приходится работать, лежит в диапазоне от нескольких герц до нескольких мегагерц. Для получения очень низких частот, от 0,0001 Гц и ниже, достаточно аккуратно построить нужную схему. Получение более высоких частот, например до 2000 МГц, также не вызывает принципиальных трудностей, но для сигналов такой частоты нужны специальные линии передач и специальные приемы передачи. Кроме того, здесь приходится иметь дело с микроволновыми сигналами, для которых не подходят привычные схемы, состоящие из отдельных элементов, соединенных между собой проводами, а нужны специальные волноводы.

1.08. Измерение амплитуды сигналов

Оказывается, амплитуду синусоидального сигнала, а также любого другого сигнала, можно оценивать не только как абсолютное максимальное его значение. Иногда пользуются понятием *двойная амплитуда* (амплитуда от пика до пика сигнала), которая, как нетрудно догадаться, равна удвоенной амплитуде. Иногда употребляют понятие *эффективное значение*, которое определяется следующим образом: $U_{эфф} = (1/\sqrt{2})A = 0{,}707\,A$ или $2A/U_{эфф} = 2\sqrt{2}$ (это соотношение справедливо только для синусоидальных сигналов: для других видов сигналов отношение двойной амплитуды к эффективному значению будет другим). Пусть вас не удивляет, что сигнал часто характеризуется эффективным значением; дело в том, что именно эффективное значение используется для определения мощности. В США напряжение в сети имеет эффективное значение 117 В и частоту 60 Гц. Амплитуда этого напряжения равна 165 В (двойная амплитуда составляет 330 В).

Изменение амплитуды в децибелах. Как сравнить амплитуды двух сигналов? Можно, например, сказать, что сигнал X в два раза больше, чем сигнал Y. Во многих случаях именно так и производят сравнение. Но очень часто подобные отношения достигают миллионов, и тогда удобнее пользоваться логарифмической зависимостью и измерять отношение в децибелах (децибел составляет одну десятую часть бела, но единицей «бел» никогда не пользуются). По определению отношение двух сигналов, выраженное в децибелах, это дБ $= 20\lg(A_2/A_1)$, где A_1 и A_2 – амплитуды двух сигналов. Например, если один сигнал имеет амплитуду вдвое большую, чем другой, то отношение первого сигнала ко второму составляет + 6 дБ, так как $\lg 2 = 0{,}3010$. Если один сигнал в 10 раз больше другого, то отношение первого ко второму составляет + 20 дБ, а если один сигнал в 10 раз меньше другого – то – 20 дБ. Отношение мощностей двух сигналов определяется так:

$$дБ = 10\lg(P_2/P_1),$$

где P_1 и P_2 – мощности двух сигналов. Если оба сигнала имеют одну и ту же форму, т. е. представлены синусоидами, то оба способа определения отношения

сигналов (через амплитуду и мощность) дают одинаковый результат. Для сравнения сигналов разной формы, например, синусоидального и шумового следует использовать мощность (или эффективные значения).

Хотя децибел служит для определения отношения двух сигналов, иногда эту единицу используют для измерения абсолютного, а не относительного значения амплитуды. Дело в том, что можно взять некоторую эталонную амплитуду и определять любую другую амплитуду в децибелах по отношению к эталонной. Известно несколько стандартных значений амплитуды, используемых для такого сравнения (эти значения не указываются, но подразумеваются); приведем некоторые из них: а) дБВ – эффективное значение 1 В; б) дБВт – напряжение, соответствующее мощности 1 мВт на некоторой предполагаемой нагрузке, для радиочастот это обычно 50 Ом, для звуковых частот – 600 Ом (напряжение 0 дБВт на этих нагрузках имеет эффективное значение 0,22 В и 0,78 В); в) дБп – небольшой шумовой сигнал, генерируемый резистором при комнатной температуре (об этом более подробно пойдет речь в разд. 7.11). Помимо перечисленных существуют эталонные сигналы для измерений в других областях. Например, в акустике уровень звукового давления 0 дБ соответствует сигналу, среднее квадратурное давление которого составляет 0,0002 мкбар (1 бар равен 10^6 дин на квадратный сантиметр или приблизительно 1 атмосфере); в связи уровни определяются в дБС (относительный шум в полосе частот с весовой функцией *C*). Обращаем ваше внимание на эталонную амплитуду 0 дБ: пользуясь этим значением, не забывайте его оговорить, например «амплитуда 27 дБ относительно эффективного значения 1 В», или в сокращенной форме «27 дБ относительно 1 $В_{эфф}$», или пользуйтесь условным обозначением дБВ.

Упражнение 1.11. Отношение двух сигналов составляет: а) 3 дБ, б) 6 дБ, в) 10 дБ, г) 20 дБ. Для каждого случая определите отношение напряжений и мощностей сигналов.

1.09. Другие типы сигналов

Линейно-меняющийся сигнал. Линейно-меняющийся сигнал (показан на рис. 1.18) – это напряжение, возрастающее (или убывающее) с постоянной скоростью. Это напряжение, конечно, не может расти бесконечно. Поэтому обычно такое напряжение имеет вид, показанный на графике рис. 1.19,– напряжение нарастает до конечного значения, или на графике рис. 1.20 – пилообразное напряжение.

Треугольный сигнал. Треугольный сигнал приходится «ближайшим родственником» линейно-меняющемуся сигналу; отличие состоит в том, что график треугольного сигнала является симметричным (рис. 1.21).

Сигналы шумов. Сигналы, о которых пойдет речь, очень часто смешивают с шумами, имея в виду только тепловые случайные шумы. Шумовые напряжения характеризуются частотным спектром (произведение мощности на частоту в герцах) и распределением амплитуд. Одним из наиболее распространенных типов шумовых сигналов является *белый шум с гауссовым распределением в ограниченном спектре частот*. Для такого сигнала произведение мощности на частоту в герцах сохраняется постоянным в некотором диапазоне частот, а вариации амплитуды для большого числа измерений мгновенного значения описываются распределением Гаусса. Шумовой сигнал такого типа генерирует резистор (шум Джонсона), и он создает неприятности при всевозможных измерениях, в которых требуется высокая чувствительность. На экране осциллографа мы видим шумовой сигнал таким, как он показан на рис. 1.22. Более

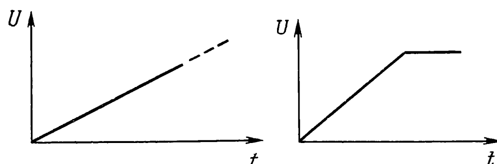


Рис. 1.18. Напряжение в виде линейно-меняющегося сигнала.

Рис. 1.19. Ограниченный линейно-меняющийся сигнал.

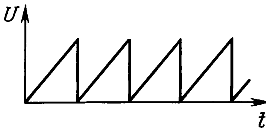


Рис. 1.20. Пилообразный сигнал.

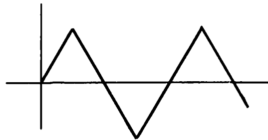


Рис. 1.21. Треугольный сигнал.



Рис. 1.22. Шумовой сигнал.

подробно шумовые сигналы и способы борьбы с шумовыми помехами будут рассмотрены в гл. 7. В разд. 9.32–9.35 рассматриваются вопросы генерации шумовых сигналов.

Прямоугольные сигналы. График изменения прямоугольного сигнала во времени показан на рис. 1.23. Как и синусоидальный, прямоугольный сигнал характеризуется амплитудой и частотой. Если на вход линейной схемы подать прямоугольный сигнал, то сигнал на выходе вряд ли будет иметь прямоугольную форму. Для прямоугольного сигнала эффективное значение равно просто амплитуде. Форма реального прямоугольного сигнала отличается от идеального прямоугольника; обычно в электронной схеме время нарастания сигнала $t_н$ составляет от нескольких наносекунд до нескольких микросекунд. На рис. 1.24 показано, как обычно выглядит скачок прямоугольного сигнала. Время нарастания определяется как время, в течение которого сигнал нарастает от 10 до 90% своей максимальной амплитуды.

Импульсы. Импульсы – это сигналы, показанные на рис. 1.25. Они характеризуются амплитудой и длительностью импульса. Если генерировать периодическую последовательность импульсов, то можно говорить о частоте, или скорости повторения импульса, и о «рабочем цикле», равном отношению длительности импульса к периоду повторения (рабочий цикл лежит в пределах от 0 до 100%). Импульсы могут иметь положительную или отрицательную полярность (пьедестал), кроме того, они могут быть нарастающими или спадающими. Например, второй импульс, показанный на рис. 1.25, является убывающим импульсом положительной полярности (или спадающим импульсом с положительным пьедесталом).

Сигналы в виде скачков и пиков. Сигналы в виде скачков и пиков упоминаются часто, но широкого применения не находят. К их помощи прибегают для описания работы схем. Если попытаться их нарисовать, то они будут выглядеть так, как показано на рис. 1.26. Скачок представляет собой часть прямоугольного сигнала, а пик – это два скачка, следующие с очень коротким интервалом.

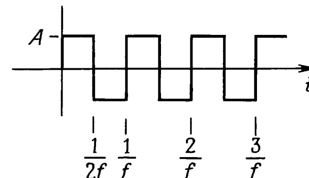


Рис. 1.23. Прямоугольные сигналы.

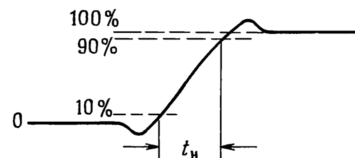


Рис. 1.24. Время нарастания скачка прямоугольного сигнала.

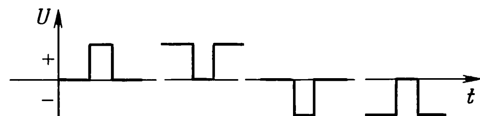


Рис. 1.25. Нарастающие и убывающие импульсы обоих полярностей.

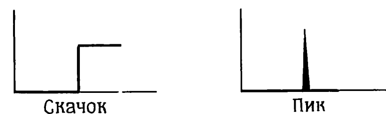


Рис. 1.26.

1.10. Логические уровни

Импульсы и прямоугольные сигналы широко используются в цифровой электронике. В цифровой схеме состояние любой точки в любой момент времени определяют заранее известные уровни напряжения. Эти уровни называют просто «ВЫСОКИЙ» и «НИЗКИЙ». Они соответствуют значениям «ложь» (0) и «истина» (1) булевой алгебры логики, которая имеет дело с переменными, принимающими эти значения.

В цифровой электронике точные значения напряжений не играют роли. Задача состоит в том, чтобы различать только уровни напряжения. В связи с этим для каждого семейства цифровых логических элементов определены допустимые значения высокого и низкого уровня напряжения. Например, логическое семейство цифровых элементов «74НС» работает от напряжения + 5 В, при этом выходные уровни составляют 0 В (низкий уровень) и 5 В (высокий уровень), а порог срабатывания на входе равен 2,5 В. Реальные значения выходного напряжения могут составлять 1 В относительно «земли» или + 5 В, но без учета ложного срабатывания. О логических уровнях речь пойдет дальше, в гл. 8–9.

1.11. Источники сигналов

Нередко источник сигнала входит как неотъемлемая часть в саму схему. Но для испытательного режима работы очень удобен отдельный независимый источник сигнала. В качестве такого источника могут выступать три типа приборов: генераторы (синусоидальных) сигналов, генераторы импульсов и генераторы функций (сигналов специальной формы).

Генераторы (синусоидальных) сигналов. Генераторами сигналов называют генераторы синусоидальных колебаний, которые обычно обеспечивают широкий диапазон частот (как правило, от 50 кГц до 50 МГц) и приспособлены для «тонкой» регулировки амплитуды (для этой цели используется схема резистивного делителя, называемого аттенюатором). В некоторых генераторах предусмотрена возможность модуляции выходного сигнала (см. гл. 13). Одной из разновидностей генератора сигнала является свип-генератор (генератор качающейся частоты)– он может периодически производить развертку выходной частоты в некотором дипазоне частот. Это качество прибора очень полезно при испытаниях схем, свойства которых определенным образом зависят от частоты (например, резонансные схемы или фильтры). В наши дни эти и многие другие приборы выпускаются в исполнении, позволяющем задавать (программировать) частоту, амплитуду и другие параметры с помощью вычислительной машины или другого цифрового устройства.

Еще одной разновидностью генераторов сигналов является *синтезатор частот* – устройство, которое позволяет производить точную установку частоты генерируемых синусоидальных колебаний. Частота задается цифровым способом, часто с точностью до восьми или более знаков после запятой, и синтезируется с помощью точного эталона кварцевого генератора цифровыми методами, о которых речь пойдет позже (в разд. 9.27–9.31). Если перед вами когда-нибудь будет стоять задача получения сигнала с абсолютно достоверным, точным значением частоты, то без синтезатора ее не решить.

Генераторы импульсов. Генераторы импульсов всего лишь формируют импульсы, но как совершенно они выполняют свою задачу. В них предусмотрена возможность регулировки ширины (длительности) импульса, частоты повторения, амплитуды, времени нарастания и других параметров. Кроме того, многие генераторы позволяют генерировать пары импульсов с заданными интервалами и частотой повторения и даже кодовые последовательности импульсов. В большинстве современных генераторов импульсов предусмотрены логические выходы, обеспечивающие легкое сопряжение с цифровыми схемами. Как и в генераторах синусоидальных сигналов, в генераторах импульсов часто предусмотрено внешнее программирование.

Генераторы функций (специальных сигналов). Во многих отношениях генераторы функций являются наиболее гибкими из всех источников сигналов. Они позволяют формировать синусоидальные, треугольные, прямоугольные сигналы в очень широком диапазоне частот (от 0,01 Гц до 10 МГц), при этом предусмотрена возможность регулировки амплитуды и смещения по постоянному току (постоянное напряжение, добавляемое к сигналу). Многие генераторы функций могут производить развертку частоты, причем в нескольких режимах (линейное или логарифмическое изменение частоты во времени). Промышленность выпускает генераторы функций с импульсным выходом (правда, они не обладают гибкостью генераторов импульсов) и возможностью модуляции выходного сигнала.

Промышленность выпускает также программируемые и цифровые генераторы функций. В цифровых генераторах значение частоты (а иногда и амплитуды) считывается в цифровом виде. В последние годы семейство генераторов функции пополнилось синтезирующим генератором функции (генератором-синтезатором функций) – устройством, которое сочетает в себе гибкость генератора функций со стабильностью и точностью синтезатора частот. Примером служит генератор типа HP 8116A, который формирует синусоидальные, прямоугольные и треугольные сигналы (а также импульсы, линейноменяющиеся сигналы, сигналы, изменяющиеся как функция hav x и т. д.), в диапазоне частот от 0,001 Гц до 50 МГц. Частота и амплитуда (от 10 мВ до 16 В от пика до пика) задаются программно, с помощью программы определяется также линейное или логарифмическое изменение частоты во времени. Помимо всего прочего устройство может работать как триггер, логическая схема, формировать всплески, производить амплитудную, частотную, импульсную модуляцию, формировать частоту, управляемую напряжением, и одиночные циклы. И последнее: если вам хотелось бы иметь один источник сигналов на все случаи жизни, то для этой цели лучше подойдет генератор функций.

КОНДЕНСАТОРЫ И ЦЕПИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Коль скоро мы начинаем рассматривать изменяющиеся сигналы напряжения и тока, нам необходимо познакомиться с двумя очень занятными элементами, которые не находят применения в цепях постоянного тока,– речь идет о конденсаторах и индуктивностях. Скоро вы убедитесь, что эти компоненты вместе с резисторами являются основными элементами пассивных линейных цепей, составляющих основу почти всей схемотехники. Особенно следует подчеркнуть роль конденсаторов – без них не обходится почти ни одна схема. Они используются при генерации колебаний, в схемах фильтров, для блокировки и шунтирования сигналов. Их используют в интегрирующих и дифференцирующих схемах. На основе конденсаторов и индуктивностей строят схемы формирующих фильтров для выделения нужных сигналов из фона. Некоторые примеры подобных схем вы найдете в этой главе, а еще большее число интересных примеров использования конденсаторов и индуктивностей встретится вам в последующих главах.

Приступим к более детальному изучению конденсаторов. Явления, протекающие в конденсаторе, описываются математическими зависимостями, поэтому читателям, которые имеют недостаточную подготовку в области математики, полезно прочитать приложение Б. Не огорчайтесь, если некоторые детали не будут сразу вполне понятны, главное – это общее понимание вопроса.

1.12. Конденсаторы

Конденсатор (рис. 1.27) – это устройство, имеющее два вывода и обладающее следующим свойством:

$$Q = CU.$$

Конденсатор, имеющий емкость C фарад, к которому приложено напряжение U

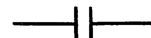


Рис. 1.27. Конденсатор.

вольт, накапливает заряд Q кулон на одной пластине и $-Q$ – на другой.

В первом приближении конденсаторы – это частотно-зависимые резисторы. Они позволяют создавать, например, частотно-зависимые делители напряжения. Для решения некоторых задач (шунтирование, связывание контуров) бóльших знаний о конденсаторе и не требуется, другие задачи (построение фильтров, резонансных схем, накопление энергии) требуют более глубоких знаний. Например, конденсаторы не рассеивают энергию, хотя через них и протекает ток,– дело в том, что ток и напряжение на конденсаторе смещены друг относительно друга по фазе на 90°.

Продифференцировав выражение для Q (см. приложение Б), получим

$$I = C(dU/dt).$$

Итак, конденсатор – это более сложный элемент, чем резистор; ток пропорционален не просто напряжению: а скорости изменения напряжения. Если напряжение на конденсаторе, имеющем емкость 1 Ф, изменится на 1 В за 1 с, то получим ток 1 А. И наоборот, протекание тока 1 А через конденсатор емкостью 1 Ф вызывает изменение напряжения на 1 В за 1 с. Емкость, равная одной фараде, очень велика, и поэтому чаще имеют дело с микрофарадами (мкФ) или пикофарадами (пФ). Для того чтобы сбить с толку непосвященных, на принципиальных схемах иногда опускают обозначения единиц измерения. Их приходится угадывать из контекста. Например, если подать ток 1 мА на конденсатор емкостью 1 мкФ, то напряжение за 1 с возрастет на 1000 В. Импульс тока продолжительностью 10 мс вызовет увеличение напряжения на конденсаторе на 10 В (рис. 1.28).

Промышленность выпускает конденсаторы разнообразных форм и размеров, через некоторое время вы познакомитесь с наиболее распространенными представителями этого обширного семейства. Простейший конденсатор состоит из двух проводников, расположенных на небольшом расстоянии друг от друга (но не соприкасающихся между собой), настоящие простейшие конденсаторы имеют именно такую конструкцию. Чтобы получить бóльшую емкость, нужны бóльшая площадь и меньший зазор между проводниками, обычно для этого один из проводников покрывают тонким слоем изолирующего материала (называемого диэлектриком), для таких конденсаторов используют, например, алитированную (покрытую алюминием) майларовую пленку. Широкое распространение получили следующие типы конденсаторов: керамические, электролитические (изготовленные из металлической фольги с оксидной пленкой в качестве изолятора), слюдяные (изготовленные из металлизированной слюды). Каждому типу конденсаторов присущи свои качества, краткий перечень отличительных особенностей каждого типа конденсаторов приведен мелким шрифтом в разделе «Конденсаторы». В общем можно сказать, что для некритичных схем подходят керамические и майларовые конденсаторы, в схемах, где требуется большая емкость, применяются танталовые конденсаторы, а для фильтрации в источниках питания используют электролитические конденсаторы.

Параллельное и последовательное соединение конденсаторов. Емкость нескольких параллельно соединенных конденсаторов равна сумме их емкостей. Нетрудно в этом убедиться: приложим напряжение

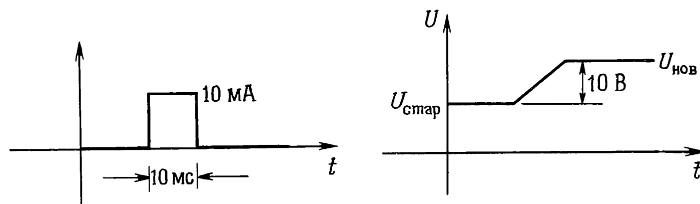


Рис. 1.28. Напряжение на конденсаторе изменяется, когда через него протекает ток.

к параллельному соединению, тогда

$$CU = Q = Q_1 + Q_2 + Q_3 + \ldots = \\ = C_1U + C_2U + C_3U + \ldots = \\ = (C_1 + C_2 + C_3 + \ldots)U$$

или

$$C = C_1 + C_2 + C_3 + \ldots .$$

Для последовательного соединения конденсаторов имеем такое же выражение, как для параллельного соединения резисторов:

$$C = \frac{1}{1/C_1 + 1/C_2 + 1/C_3}.$$

В частном случае для двух конденсаторов: $C = C_1C_2/(C_1 + C_2)$.

Ток, заряжающий конденсатор ($I = CdU/dt$), обладает некоторыми особыми свойствами. В отличие от тока, протекающего через резистор, он пропорционален не напряжению, а скорости изменения напряжения (т. е. его производной по времени). Далее, мощность (U умноженное на I), которая связана с протекающим через конденсатор током, не обращается в тепло, а сохраняется в виде энергии внутреннего электрического поля в конденсаторе. При разряде конденсатора происходит извлечение энергии. Эти занятные свойства мы рассмотрим с другой точки зрения, когда будем изучать *реактивность* (начиная с разд. 1.18).

КОНДЕНСАТОРЫ

Промышленностью выпускается много типов конденсаторов. Здесь перечислены основные преимущества и недостатки различных типов. Очевидно, что данная оценка имеет несколько субъективный характер (см. таблицу).

Тип	Диапазон емкости	Максимальное напряжение	Точность	Температурная стабильность	Утечка	Примечание
Слюдяной	1 пФ–0,01 мкФ	100–600	Хорошая		Малая	Очень хорошие: рекомендуются для радиочастот
Цилиндрический керамический	0,5 пФ–100 пФ	100–600		Варьирует		Несколько значений температурного коэффициента, включая 0
Керамический	10 пФ–1 мкФ	50–30000	Низкая	Низкая	Средняя	Малые габариты, недороги, широко используются
Полиэфирные (майларовые)	0,001 мкФ–50 мкФ	50–600	Хорошая	Низкая	Малая	Хорошие, недорогие, широко используются
Полистироловые	10 пФ–2,7 мкФ	100–600	Отличная	Высокая	Очень малая	Высококачестенные, крупногабаритные, рекомендуются для фильтров
Поликарбонатные	100 пФ–30 мкФ	50–800	Отличная	Отличная	Малая	Высококачественные, имеют малые габариты
Полипропиленовые	100 пФ–50 мкФ	100–800	Отличная	Высокая	Очень малая	Высококачественные; низкое диэлектрическое поглощение
Тефлоновые	100 пФ–2 мкФ	50–200	Отличная	Отличная	Самая малая	Высококачественные, самое низкое диэлектрическое поглощение
Стеклянные	10 пФ–1000 мкФ	100–600	Хорошая		Очень малая	Стабильны при длительной эксплуатации
Фарфоровые	100 пФ–0,1 мкФ	50–400	Хорошая	Высокая	Малая	Хорошие: стабильные при длительной эксплуатации
Танталовые	0,1 мкФ–500 мкФ	6–100	Низкая	Низкая		Большая емкость; поляризованные; малогабаритные; небольшая индуктивность

Продолжение табл.

Тип	Диапазон емкости	Максимальное напряжение	Точность	Температурная стабильность	Утечка	Примечание
Электролитические	0,1 мкФ–1,6 Ф	3–600	Хуже не бывает	Хуже не бывает	Ужасная	Фильтры источников питания; поляризованные; короткий срок службы
С двойным слоем диэлектрика	0,1 Ф–10 Ф	1,5–6	Низкая	Низкая	Малая	Поддержка памяти; высокое последовательное сопротивление
Масляные	0,1 мкФ–20 мкФ	200–10000			Малая	Высоковольтные фильтры; крупногабаритные, длительный срок службы
Вакуумные	1 пФ – 5000 пФ	2000–36000			Очень малая	Передатчики

Упражнение 1.12. Получите выражение для емкости двух последовательно соединенных конденсаторов. Подсказка: так как точка соединения конденсаторов не имеет внешних подключений, то заряд, накопленный двумя конденсаторами, должен быть одинаков.

1.13. *RC*-цепи: изменения во времени напряжения и тока

Для анализа цепей переменного тока (или в общем случае схем, работающих с изменяющимися напряжениями и токами) можно использовать характеристики двух типов. Во-первых, можно рассматривать изменения напряжения U и тока I во времени, а во-вторых,– изменение амплитуды при изменении частоты сигнала. И те, и другие характеристики имеют свои преимущества, и в каждом практическом случае приходится выбирать наиболее подходящие. Мы начнем изучение цепей переменного тока с временных зависимостей, а в разд. 1.18 перейдем к частотным характеристикам.

Каковы же свойства схем, в состав которых входят конденсаторы? Для того чтобы ответить на этот вопрос, рассмотрим простейшую *RC*-цепь (рис. 1.29). Воспользуемся полученным ранее выражением для емкости:

$$C(dU/dt) = I = -U/R.$$

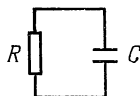


Рис. 1.29.

Это выражение представляет собой дифференциальное уравнение, решение которого имеет вид

$$U = Ae^{-t/RC}.$$

Отсюда следует, что если заряженный конденсатор подключить к резистору, то он будет разряжаться так, как показано на рис. 1.30.

Постоянная времени. Произведение RC называют *постоянной времени* цепи. Если R измерять в омах, а C – в фарадах, то произведение RC будет измеряться в секундах. Для конденсатора емкостью 1 мкФ, подключенного к резистору сопротивлением 1 кОм, постоянная времени составляет 1 мс, если конденсатор был предварительно заряжен и напряжение на нем составляет 1 В, то при подключении резистора в цепи появится ток, равный 1 мА.

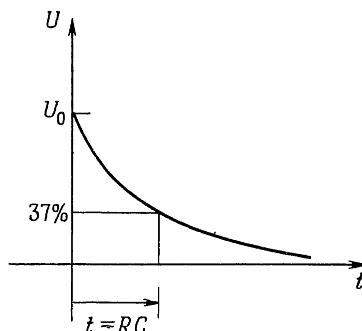


Рис. 1.30. Сигнал разряда *RC*-цепи.

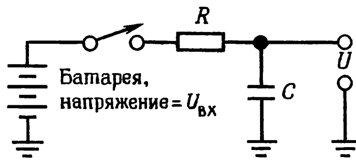


Рис. 1.31.

На рис. 1.31 показана несколько иная схема. В момент времени $t = 0$ схема подключается к батарее. Уравнение, описывающее работу такой схемы, выглядит следующим образом:

$$I = C(dU/dt) = (U_{вх} - U)/R$$

и имеет решение

$$U = U_{вх} + Ae^{-t/RC}.$$

Не пугайтесь, если не поняли, как выполнено математическое преобразование. Важно запомнить полученный результат. В дальнейшем мы будем многократно его использовать, не прибегая к математическим выкладкам. Постоянная величина A определяется из начальных условий (рис. 1.32): $U = 0$ при $t = 0$, откуда $A = - U_{вх}$ и $U = U_{вх}(1 - e^{-t/RC})$.

Установление равновесия. При условии $t \gg RC$ напряжение достигает значения $U_{вх}$. (Советуем запомнить хорошее практическое правило, называемое правилом пяти RC. Оно гласит: за время, равное пяти постоянным времени, конденсатор заряжается или разряжается на 99%.) Если затем изменить входное напряжение $U_{вх}$ (сделать его равным, например, нулю), то напряжение на конденсаторе U будет убывать, стремясь к новому значению по экспоненциальному закону $e^{-t/RC}$. Например, если на вход подать прямоугольный сигнал $U_{вх}$, то сигнал на выходе U будет иметь форму, показанную на рис. 1.33.

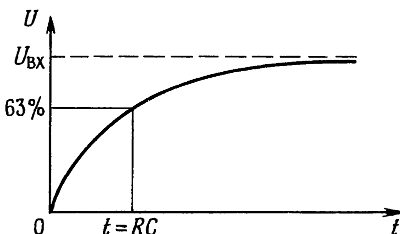


Рис. 1.32.

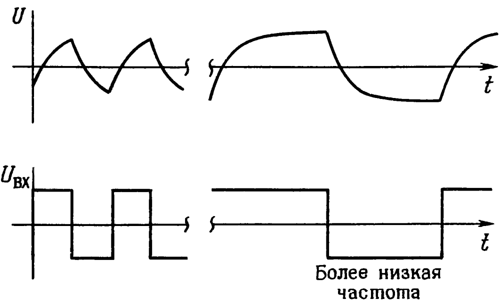


Рис. 1.33. Напряжение, снимаемое с конденсатора (верхние сигналы), при условии, что на него через резистор подается прямоугольный сигнал.

Упражнение 1.13. Докажите, что время нарастания сигнала (время, в течение которого сигнал изменяется от 10 до 90% своего максимального значения) составляет 2,2 RC.

У вас, наверное, возник вопрос: каков закон изменения для произвольного $U_{вх}(t)$? Для того чтобы ответить на него, нужно решить неоднородное дифференциальное уравнение (стандартные методы решения таких уравнений здесь не рассматриваются). В результате получим

$$U(t) = \frac{1}{RC}\int_{-\infty}^{t} U_{вх}\tau e^{-(t-\tau)/RC}dt.$$

Согласно полученному выражению, RC-цепь усредняет входное напряжение с коэффициентом пропорциональности $e^{-\Delta t/RC}$, где $\Delta t = \tau - t$. На практике, однако, такой вопрос возникает редко. Чаще всего рассматриваются частотные характеристики и определяют, какие изменения претерпевает каждая частотная составляющая входного сигнала. Скоро (разд. 1.18) мы также перейдем к этому немаловажную вопросу. А пока рассмотрим несколько интересных схем, для анализа которых достаточно временных зависимостей.

Упрощение с помощью эквивалентного преобразования Тевенина. Можно было бы приступить к анализу более сложных схем, пользуясь, как и раньше, методом решения дифференциальных уравнений. Однако чаще всего не стоит прибегать к решению дифференциальных уравнений. Большинство схем можно свести к RC-схеме, показанной на рис. 1.34. Пользуясь эквивалентным преобразованием для де-

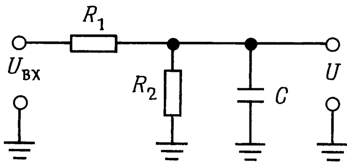


Рис. 1.34.

лителя напряжения, образованного резисторами R_1 и R_2, можно определить $U(t)$ для скачка входного напряжения $U_{вх}$.

Упражнение 1.14. Для схемы, показанной на рис. 1.34, $R_1 = R_2 = 10$ кОм и $C = 0{,}1$ мкФ. Определите $U(t)$ и изобразите полученную зависимость в виде графика.

Пример: схема задержки. Мы уже упоминали логические уровни – напряжения, определяющие работу цифровых схем. На рис. 1.35 показано, как с помощью конденсаторов можно получить задержанный импульс. В виде треугольников изображены КМОП-буферные усилители. Они дают высокий уровень на выходе (более половины величины напряжения питания постоянного тока) и наоборот. Первый буферный усилитель воспроизводит входной сигнал и обеспечивает небольшое выходное сопротивление, предотвращая тем самым воздействие на источник сигнала RC-цепи (вопрос о нагрузке схемы мы рассмотрели в разд. 1.05). Согласно

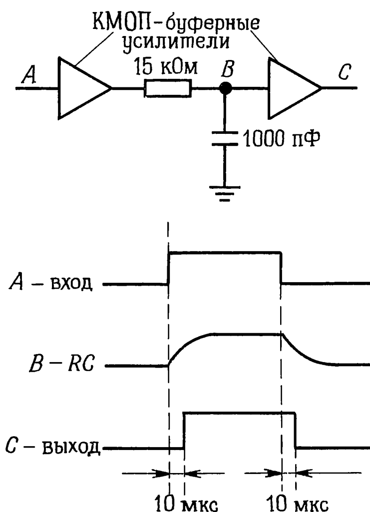


Рис. 1.35. Использование RC-цепи для формирования задержанного цифрового сигнала.

характеристике RC-цепи, выходной сигнал для нее задерживается относительно входного, поэтому выходной буферный усилитель переключается на 10 мкс позже скачка напряжения на входе (напряжение на выходе RC-цепи достигает 50% своего максимального значения через 0,7 RC). На практике приходится принимать во внимание отклонение входного порога буфера от величины, равной половине напряжения питания, так как это отклонение изменяет задержку и ширину выходного импульса. Иногда подобную схему используют для того, чтобы задержать импульс на время, в течение которого может произойти какое-либо событие. При проектировании схем лучше не прибегать к подобным трюкам, но иногда они бывают полезны.

1.14. Дифференцирующие цепи

Рассмотрим схему, изображенную на рис. 1.36. Напряжение на конденсаторе C равно $U_{вх} - U$, поэтому

$$I = C\,d(U_{вх} - U)/dt = U/R.$$

Если резистор и конденсатор выбрать так, чтобы сопротивление R и емкость C были достаточно малыми и выполнялось условие $dU/dt \ll dU_{вх}/dt$, то

$$C(dU_{вх}/dt) = U/R \text{ или } U(t) = $$
$$= RC[dU_{вх}(t)/dt].$$

Таким образом, мы получили, что выходное напряжение пропорционально скорости изменения входного сигнала.

Для того чтобы выполнялось условие $dU/dt \ll dU_{вх}/dt$, произведение RC должно быть небольшим, но при этом сопротивление R не должно быть слишком малым, чтобы не «нагружать» вход (при скачке напряжения на входе изменение напряжения на конденсаторе равно нулю и R пред-

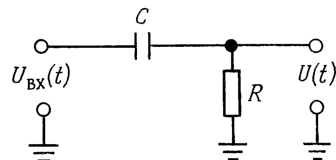


Рис. 1.36.

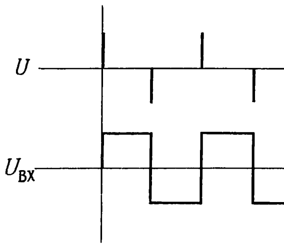


Рис. 1.37. Выходной сигнал (верхний), снимаемый с дифференциатора, на вход которого подается прямоугольный сигнал.

ставляет собой нагрузку со стороны входа схемы). Более точный критерий выбора для *R* и *C* мы получим, когда изучим частотные характеристики. Если на вход схемы подать прямоугольный сигнал, то сигнал на выходе будет иметь вид, представленный на рис. 1.37.

Дифференцирующие цепи удобно использовать для выделения *переднего* и *заднего фронтов* импульсных сигналов, и в цифровых схемах можно иногда встретить цепи, подобные той, которая показана на рис. 1.38. Дифференцирующая *RC*-цепь генерирует импульсы в виде коротких пиков в моменты переключения входного сигнала, а выходной буферный усилитель преобразует эти импульсы в короткие прямоугольные импульсы. В реальных схемах отрицательный пик бывает небольшим благодаря встроенному в буфер диоду (речь об этом элементе пойдет в разд. 1.25).

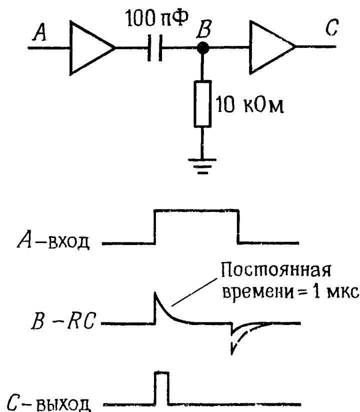


Рис. 1.38. Выделение переднего фронта импульса.

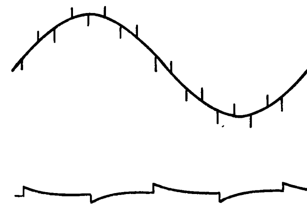


Рис. 1.39.

Паразитная емкостная связь. Иногда схема неожиданно начинает проявлять дифференцирующие свойства, причем в ситуациях, где они совершенно нежелательны. При этом можно наблюдать сигналы, подобные показанным на рис. 1.39. Первый сигнал (а точнее, импульсная помеха) может возникнуть при наличии емкостной связи между рассматриваемой линией и схемой, в которой присутствует прямоугольный сигнал; причиной появления подобной помехи может служить отсутствие оконечного резистора в линии. Если же резистор есть, то следует либо уменьшить сопротивление источника сигналов для линии, либо найти способ ослабления емкостной связи с источником сигналов прямоугольной формы. Сигнал второго типа можно наблюдать в цепи, по которой должен проходить сигнал прямоугольной формы, при наличии дефекта в контакте с этой цепью, например, в щупе осциллографа. Небольшая емкость, возникающая при плохом контакте, и входное сопротивление осциллографа образуют дифференцирующую цепь. Если вы обнаружили, что ваша схема «что-то» дифференцирует, то сказанное может помочь вам найти причину неисправности и устранить ее.

1.15. Интегрирующие цепи

Рассмотрим схему, изображенную на рис. 1.40. Напряжение на резисторе *R* рав-

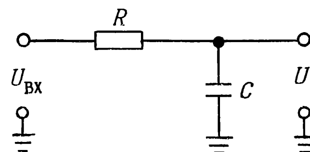


Рис. 1.40.

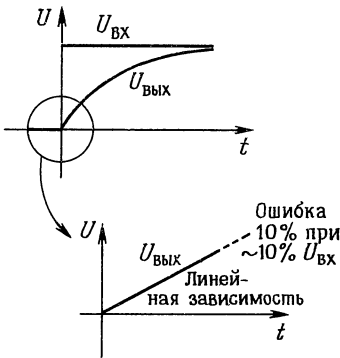


Рис. 1.41.

но $U_{вх} - U$, следовательно, $I = C(dU/dt) = (U_{вх} - U)/R$. Если обеспечить выполнение условия $U \ll U_{вх}$ за счет большого значения произведения RC, то получим $C(dU/dt) \cong U_{вх}/R$ или

$$U(t) = \frac{1}{RC}\int_0^t U_{вх}(t)\,dt + \text{константа}.$$

Мы получили, что схема интегрирует входной сигнал во времени! Рассмотрим, каким образом эта схема обеспечивает аппроксимацию интегрирования в случае входного сигнала прямоугольной формы: $U(t)$ представляет собой знакомый уже нам график экспоненциальной зависимости, определяющей заряд конденсатора (рис. 1.41). Первый участок экспоненты (интеграл от почти постоянной величины) – прямая с постоянным углом наклона; при увеличении постоянной времени RC используется все меньший участок экспоненты, тем самым обеспечивается лучшая аппроксимация идеального пилообразного сигнала.

Отметим, что условие $U \ll U_{вх}$ равносильно тому, что ток пропорционален напряжению $U_{вх}$. Если бы в качестве входного сигнала выступал ток $I(t)$, а не напряжение, то мы получили бы идеальный интегратор. Источником тока может служить резистор с большим сопротивлением и с большим падением напряжения на нем, и на практике часто пользуются этим приближением.

В дальнейшем, когда мы познакомим вас с операционными усилителями и обратной связью, вы узнаете, как построить

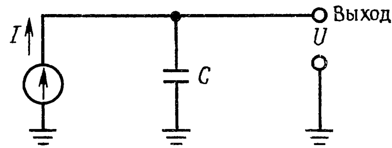


Рис. 1.42. Источник постоянного тока, заряжающий конденсатор, генерирует напряжение в виде линейно-меняющегося сигнала.

интегратор, не прибегая к условию $U_{вых} \ll U_{вх}$. Такой интегратор работает в широком диапазоне частот и напряжений с пренебрежимо малой ошибкой.

Интегрирующие цепи находят широкое применение в аналоговой технике. Их используют в управляющих системах, схемах с обратной связью, при аналого-цифровом преобразовании и генерации колебаний.

Генераторы пилообразного сигнала. Теперь вы без труда разберетесь в том, как работает генератор пилообразного сигнала. Эта схема хорошо зарекомендовала себя и нашла очень широкое применение: ее используют во время-задающих схемах, в генераторах синусоидальных и других типов колебаний, в схемах развертки осциллографов, в аналого-цифровых преобразователях. Схема использует постоянный ток для заряда конденсатора (рис. 1.42). Из уравнения для тока, протекающего через конденсатор, $I = C(dU/dt)$ получим $U(t) = (I/C)t$. Выходной сигнал изображен на рис. 1.43. Линейное нарастание сигнала прекращается тогда, когда «иссякает» напряжение источника тока, т. е. достигается его предельное значение. Кривая для простой RC-цепи с резистором, подключенным к источнику напряжения, ведет себя аналогично случаю достижения предела источником тока. На рис. 1.43 эта вторая кривая показана для случая, когда R выбрано так, чтобы ток

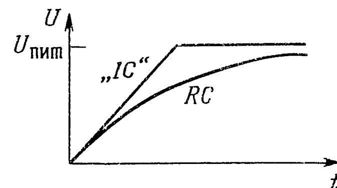


Рис. 1.43.

при нулевом выходном напряжении был равен току источника тока; при этом вторая кривая стремится к тому же пределу, что и ломаная. (В реальных источниках тока выходное напряжение ограничено напряжением используемых в них источников питания, так что такое поведение вполне правдоподобно.) В следующей главе, посвященной транзисторам, мы построим простые схемы источников тока, а в главах, где рассматриваются операционные усилители и полевые транзисторы,– их усовершенствованные типы. Вот как много интересных вопросов ожидает нас впереди.

Упражнение 1.15. Ток 1 мА заряжает конденсатор емкостью 1 мкФ. Через какое время напряжение достигнет 10 В?

ИНДУКТИВНОСТИ И ТРАНСФОРМАТОРЫ

1.16. Индуктивности

Если вы поняли, что такое конденсатор, то вы поймете и что такое индуктивность (рис. 1.44). Сравним индуктивность и конденсатор между собой; в индуктивности скорость изменения тока зависит от приложенного напряжения, а в конденсаторе скорость изменения напряжения зависит от протекающего тока. Уравнение индуктивности имеет следующий вид:

$$U = L(dI/dt),$$

где L – *индуктивность* в генри (или мГн, мкГн и т. д.). Напряжение, приложенное к индуктивности, вызывает нарастание протекающего через нее тока, причем изменение тока происходит по линейному закону (если пропустить ток через конденсатор, то это приведет к нарастанию напряжения на нем, причем изменение напряжения будет происходить по линейному закону); напряжение величиной 1 В, приложенное к индуктивности 1 Гн, приводит к нарастанию тока через индуктивность со скоростью 1 А в 1 с.

Ток, протекающий через индуктивность, также как и ток, протекающий через конденсатор, не просто пропорционален напряжению. Более того, в отличие от резистора мощность, связанная с током через индуктивность (произведение U на I), не преобразуется в тепло, а сохраняется в виде энергии магнитного поля индуктивности. Эту энергию можно извлечь, если прервать ток через индуктивность.



Рис. 1.44. Индуктивность.

Условно индуктивность изображают в виде нескольких витков провода – такую конструкцию имеет простейшая индуктивность. Другие, более совершенные конструкции включают сердечник, на который наматывается провод. Материалом для сердечника чаще всего служит железо (пластинки, прокатанные из сплавов железа или изготовленные методами порошковой металлургии) или феррит, представляющий собой хрупкий непроводящий магнитный материал черного цвета. Сердечник позволяет увеличить индуктивность катушки за счет магнитных свойств материала сердечника. Сердечник может быть изготовлен в виде бруска, тора или может иметь какую-нибудь более причудливую форму, например «горшка» (описать его словами не так-то просто: представьте себе форму для выпечки пончиков, которая разнимается пополам).

Индуктивности находят наибольшее применение в радиочастотных схемах, где они используются в качестве радиочастотных дросселей, и в резонансных схемах (см. гл. 13). Пара связанных индуктивностей образует такой интересный элемент, как трансформатор. О нем мы поговорим в следующем разделе.

По сути дела индуктивность – это противоположность конденсатора. Последующие разделы этой главы, в которых вводится такое важное понятие, как *полное сопротивление*, или *импеданс*, покажут вам, в чем эта противоположность проявляется.

1.17. Трансформаторы

Трансформатор – это устройство, состоящее из двух связанных катушек индуктив-

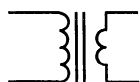


Рис. 1.45. Трансформатор.

ности (называемых первичной и вторичной обмотками). Напряжение, снимаемое со вторичной обмотки, иное по сравнению с напряжением переменного тока, поданным на первичную обмотку, причем коэффициент изменения (трансформации) напряжения прямопропорционален отношению числа витков обмоток трансформатора, а коэффициент изменения тока – обратно пропорционален. Мощность сохраняется неизменной. На рис. 1.45 показано условное обозначение трансформатора с пластинчатым сердечником (трансформаторы такого типа используются для преобразования напряжения переменного тока с частотой 60 Гц).

Трансформатор обладает весьма высоким коэффициентом полезного действия (мощность на его выходе почти равна мощности на входе); в связи с этим повышающий трансформатор обеспечивает рост напряжения при уменьшении тока. Немного забегая вперед, отметим, что трансформатор с отношением числа витков обмоток, равным n, изменяет полное сопротивление в n^2 раз. Если вторичная обмотка не нагружена, то в первичной протекает очень небольшой ток.

В электронных приборах трансформаторы выполняют две важные функции: во-первых, они преобразуют напряжение переменного тока сети к нужному, обычно более низкому значению, которое можно использовать в схеме, и, во-вторых, они «изолируют» электронную схему от непосредственного контакта с силовой сетью, так как обмотки трансформатора электрически изолированы одна от другой. Выпускаемые промышленностью *силовые трансформаторы* (предназначенные для работы с напряжением силовых сетей, равным 110, 127 или 220 В) обеспечивают разнообразные значения вторичных напряжений и токов: диапазон напряжений включает значения от 1 В до нескольких тысяч вольт, диапазон тока – от нескольких миллиампер до сотен ампер. Трансформаторы, используемые обычно в электронных приборах, обеспечивают диапазон вторичного напряжения от 10 до 50 В, диапазон тока – от 0,1 до 5 А.

Промышленность выпускает также трансформаторы, предназначенные для работы в диапазоне звуковых частот, иногда используют резонансные трансформаторы. Интерес представляют трансформаторы для линий передач, о которых мы немного поговорим в гл. 13, в разд. 13.10. Для сердечников высокочастотных трансформаторов используют специальные материалы или прибегают к специальным конструкциям для того, чтобы уменьшить потери энергии в сердечнике; что же касается сердечников низкочастотных (т. е. силовых) трансформаторов, то их делают тяжелыми или крупногабаритными. Трансформаторы для высоких и низких частот, вообще говоря, не взаимозаменяемы.

ПОЛНОЕ И РЕАКТИВНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ

Замечание: Этот раздел содержит много математических выкладок; при желании их можно пропустить, но ни в коем случае не упускайте из внимания результаты. Схемы с конденсаторами и индуктивностями сложнее, чем рассмотренные ранее резистивные схемы,– их работа зависит от частоты входного сигнала: «делитель напряжения» с конденсатором или индуктивностью будет обладать частотно-зависимым коэффициентом деления. Кроме того, схемы, в состав которых входят эти компоненты (их, кстати, относят к классу *пассивных*), искажают такие входные сигналы, как, например, прямоугольные колебания – в этом мы только что убедились.

Однако и конденсаторы, и индуктивности являются *линейными* элементами. Это означает, что амплитуда выходного сигнала, независимо от его формы, строго пропорциональна амплитуде входного сигнала. Линейностью обусловлены многие закономерности поведения схем, и важнейшая состоит в следующем: *Если на вход линейной схемы подан синусоидальный*

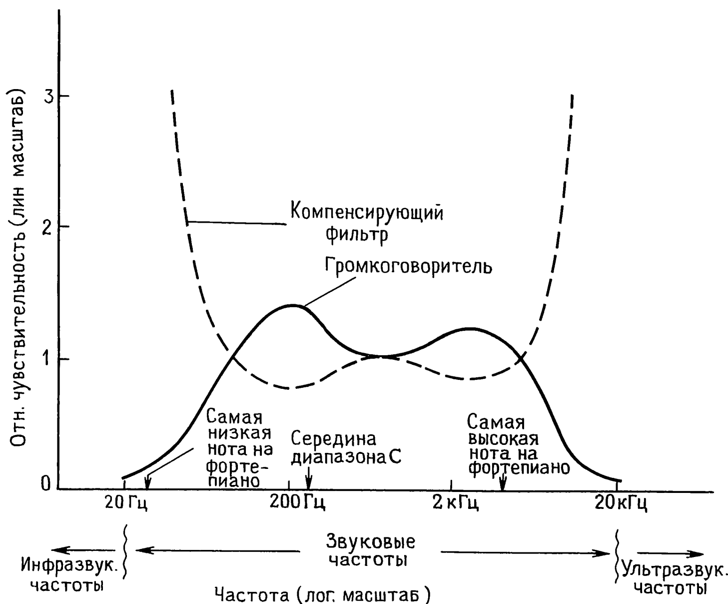


Рис. 1.46. Пример частотного анализа: выравнивание для громкоговорителя.

сигнал с частотой f, то на выходе будет получен также синусоидальный сигнал с такой же частотой, но, возможно, с другой амплитудой и фазой.

Помня об этом замечательном свойстве при анализе схем, содержащих резисторы, конденсаторы и индуктивности, вы всегда должны ответить на вопрос: как зависит выходное напряжение (его амплитуда и фаза) от входного напряжения *в виде синусоидального сигнала определенной частоты*. Этот вопрос важен и тогда, когда схема предназначена для другого режима работы. График результирующей амплитудно-частотной характеристики, отражающей отношение выходного сигнала к входному для каждого значения частоты синусоиды, полезен при анализе работы схемы со многими видами сигналов. Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ), представленная на рис. 1.46, может принадлежать, например, репродуктору какого-нибудь «говорящего ящика». Под выходным сигналом в данном случае понимается звуковое давление, а не напряжение. Желательно, чтобы АЧХ репродуктора была «плоской», т. е. чтобы отношение звукового давления к частоте было постоянной величиной в диапазоне звуковых частот. В этом случае недостатки репродуктора можно скомпенсировать за счет пассивного фильтра с инверсной АЧХ (как показано на графике), включенного в усилитель радиоприемника.

Как мы увидим в дальнейшем, можно обобщить закон Ома, заменив понятие «сопротивление» понятием «полное сопротивление», или «импеданс», тогда он будет справедлив для любой схемы, в состав которой входят линейные пассивные элементы (резисторы, конденсаторы, индуктивности). Итак, понятия «импеданс» и «реактивное сопротивление» делают закон Ома справедливым для схем, содержащих конденсаторы и индуктивности. Уточним терминологию. Импеданс – это обобщенное или полное сопротивление, индуктивности и конденсаторы обладают *реактивным сопротивлением* (можно сказать, что они реагируют на воздействие); резисторы обладают *сопротивлением* (по аналогии они оказывают сопротивление воздействию). Иными словами, импеданс = сопротивление + реактивное сопротивление (более

подробно поговорим об этом позже). Однако можно встретить, например, такое выражение: «импеданс конденсатора на данной частоте составляет...». Дело в том, что в импеданс входит реактивное сопротивление, и поэтому не обязательно говорить «реактивное сопротивление конденсатора», можно сказать и «импеданс конденсатора». На самом деле слово «импеданс» часто употребляют и тогда, когда известно, что речь идет о сопротивлении; например, говорят «импеданс источника» или «выходной импеданс», имея в виду эквивалентное сопротивление некоторого источника. То же самое относится и к «входному импедансу».

В дальнейшем речь пойдет о схемах, для питания которых используется синусоидальный сигнал с определенной частотой. Анализ схем, работающих с сигналами другой формы, требует большей тщательности и предполагает использование уже известных нам методов (например, метода дифференциальных уравнений или метода преобразования Фурье, при котором сигнал представляют в виде ряда синусоид). На практике эти методы редко используются.

1.18. Частотный анализ реактивных схем

Для начала рассмотрим конденсатор, на который подается синусоидальное напряжение источника питания (рис. 1.47). Ток в схеме определяется следующим образом:

$$I(t) = C(dU/dt) = C\omega U_0 \cos \omega t.$$

Из этого уравнения следует, что ток имеет амплитуду I и опережает входное напряжение по фазе на 90°. Если не принимать во внимание соотношение фаз, то

$$I = U/(1/\omega C).$$

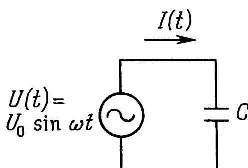


Рис. 1.47.

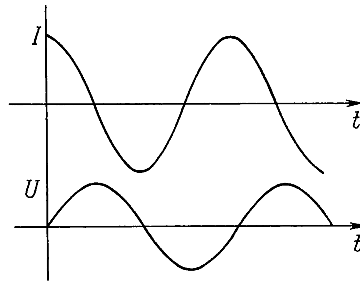


Рис. 1.48.

(Напомним, что $\omega = 2\pi f$.) Конденсатор ведет себя как резистор, сопротивление которого зависит от частоты и определяется выражением $R = 1/\omega C$, и, кроме того, ток, протекающий через конденсатор, сдвинут по фазе на 90° относительно напряжения (рис. 1.48). Например, через конденсатор емкостью 1 мкФ, подключенный к силовой сети с напряжением 110 В (эффективное значение) и частотой 60 Гц, будет протекать ток, эффективная амплитуда которого определяется следующим образом: $I = 110/[1/(2\pi \cdot 60 \times 10^{-6})] = 41{,}5$ мА (эффективное значение).

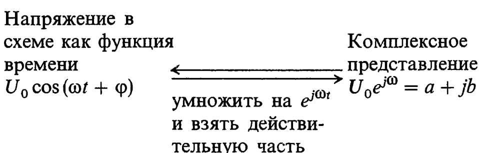
Замечание: сейчас нам необходимо воспользоваться комплексными переменными; при желании вы можете пропустить математические выкладки, приводимые в последующих разделах, и принять на веру полученные результаты (они выделены в тексте). Не думайте, что подробные алгебраические преобразования, приводимые в этих разделах, необходимы для понимания всего остального материала книги. Это не так – глубокое знание математики похвально, но совсем не обязательно. Следующий раздел, пожалуй, наиболее труден для тех, у кого нет достаточной математической подготовки. Но пусть это вас не огорчает.

Определение напряжения и тока с помощью комплексных чисел. Только что вы убедились в том, что в цепи переменного тока, работающей с синусоидальным сигналом некоторой частоты, возможен сдвиг по фазе между напряжением и током. Тем не менее если схема содержит только *линейные* элементы (резисторы, конденсаторы, индуктивности), то ампли-

туда токов на всех участках схемы пропорциональна амплитуде питающего напряжения. В связи с этим можно попытаться найти некоторые общие выражения тока, напряжения и сопротивления и обобщить тем самым закон Ома. Очевидно, что для того, чтобы определить ток в какой-либо точке схемы, недостаточно задать одно значение – дело в том, что ток характеризуется как амплитудой, так и сдвигом фазы.

Конечно, можно определять амплитуды и фазовые сдвиги напряжений и токов явно, например $U(t) = 23{,}7\sin(377t + 0{,}38)$, но оказывается, что проще это делать с помощью комплексных чисел. Вместо того чтобы тратить время и силы на сложение и вычитание синусоидальных функций, можно легко и просто складывать и вычитать комплексные числа. Так как действующие значения напряжения и тока представляют собой реальные количественные величины, изменяющиеся во времени, следует вывести правило для перевода реальных количественных величин в комплексное представление и наоборот. Напомним еще раз, что мы имеем дело с частотой синусоидального колебания ω, и сформулируем следующие правила:

1. Напряжение и ток *представляются* комплексными величинами $\mathbf{U}$ и $\mathbf{I}$. Напряжение $U_0\cos(\omega t + \varphi)$ представляется комплексным числом $U_0e^{j\varphi}$. Напомним, что $e^{j\theta} = \cos\theta + j\sin\theta$, где $j = \sqrt{-1}$.
2. Для того чтобы получить выражение для *действующего* напряжения и тока, нужно умножить соответствующие комплексные представления на $e^{j\omega t}$ и выделить действительную часть. Это записывается следующим образом: $U(t) = \mathrm{Re}(\mathbf{U}e^{j\omega t})$, $I(t) = \mathrm{Re}(\mathbf{I}e^{j\omega t})$. Иначе говоря,



(В электронике символ j используется вместо принятого в алгебре для комплексной переменной символа i, с тем чтобы избежать путаницы с током, который также обозначают символом i). Итак, в общем случае действующие напряжения и токи определяются следующим образом:

$$U(t) = \mathrm{Re}(\mathbf{U}e^{j\omega t}) = \mathrm{Re}(\mathbf{U})\cos\omega t - \mathrm{Im}(\mathbf{U})\sin\omega t,$$

$$I(t) = \mathrm{Re}(\mathbf{I}e^{j\omega t}) = \mathrm{Re}(\mathbf{I})\cos\omega t - \mathrm{Im}(\mathbf{I})\sin\omega t.$$

Например, комплексному напряжению $\mathbf{U} = 5j$ соответствует реальное напряжение

$$U(t) = \mathrm{Re}[5j\cos\omega t + 5j(j)\sin\omega t] = 5\sin\omega t\text{В}$$

Реактивное сопротивление конденсаторов и индуктивностей. Принятое соглашение позволяет применять закон Ома для схем, содержащих как резисторы, так и конденсаторы, и индуктивности. Определим реактивное сопротивление конденсатора и индуктивности. Нам известно, что $U(t) = \mathrm{Re}(U_0e^{j\omega t})$. Так как в случае конденсатора справедливо выражение $I = C(dU/dt)$, получим

$$I(t) = -U_0C\omega\sin\omega t = \mathrm{Re}[U_0e^{j\omega t}/(-j/\omega C)] = \mathrm{Re}(U_0e^{j\omega t}/X_C),$$

т. е. для конденсатора

$$X_C = -j/\omega C,$$

X_C – это реактивное сопротивление конденсатора на частоте ω. Конденсатор емкостью 1 мкФ, например, имеет реактивное сопротивление $-2653j$ Ом на частоте 60 Гц и $-0{,}16j$ Ом на частоте 1 МГц. Для постоянного тока реактивное сопротивление равно бесконечности.

Аналогичные рассуждения для индуктивности дают следующий результат:

$$X_L = j\omega L.$$

Схема, содержащая только конденсаторы и индуктивности, всегда обладает мнимым импедансом; это значит, что напряжение и ток всегда сдвинуты по фазе друг относительно друга на 90° – схема абсолютно реактивна. Если в схеме присутствуют резисторы, то импеданс имеет и действительную часть. Под реактивным

сопротивлением подразумевается при этом только мнимая часть импеданса.

Обобщенный закон Ома. Соглашения, принятые для представления напряжений и токов, позволяют записать закон Ома в следующей простой форме:

$$\mathbf{I} = \mathbf{U}/\mathbf{Z}, \qquad \mathbf{U} = \mathbf{IZ},$$

означающей, что напряжение **U**, приложенное к схеме с импедансом **Z**, порождает ток **I**. Импеданс последовательно и параллельно соединенных элементов определяется по тем же правилам, что и сопротивление последовательно и параллельно соединенных резисторов:

$$\mathbf{Z} = \mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_3 + \ldots$$

(для последовательного соединения),

$$\mathbf{Z} = \frac{1}{1/\mathbf{Z}_1 + 1/\mathbf{Z}_2 + 1/\mathbf{Z}_3 + \ldots}$$

(для параллельного соединения).

И в заключение приведем формулы для определения импеданса резисторов, конденсаторов и индуктивностей:

$\mathbf{Z}_R = R$ (резистор),
$\mathbf{Z}_C = -j/\omega C$ (конденсатор),
$\mathbf{Z}_L = j\omega L$ (индуктивность).

Полученные зависимости позволяют анализировать любые схемы переменного тока с помощью методов, принятых для схем постоянного тока, а именно с помощью закона Ома и формул для последовательного и параллельного соединения элементов. Результаты, которые мы получили при анализе таких схем, как, например, делитель напряжения, сохраняют почти такой же вид. Так же как и для схем постоянного тока, для сложных разветвленных схем переменного тока справедливы законы Кирхгофа; отличие состоит в том, что вместо токов I и напряжений U здесь следует использовать их комплексные представления: сумма падений напряжения (комплексного) в замкнутом контуре равна нулю; сумма токов (комплексных), втекающих в узел, равна сумме токов (комплексных), вытекающих из него. Из последнего правила, как и в случае с цепями постоянного тока, вытекает, что ток (комплексный) в последовательной цепи всюду одинаков.

Упражнение 1.16. Используя формулы для импеданса параллельного и последовательного соединения элементов, выведите формулы (разд. 1.12) для емкости двух конденсаторов, соединенных (а) параллельно, (б) последовательно. Подсказка: допустим, что в каждом случае конденсаторы имеют емкость C_1 и C_2. Запишите выражение для импеданса параллельно и последовательно соединенных элементов и приравняйте его импедансу конденсатора с емкостью C. Найдите C.

Попробуем воспользоваться рекомендованным методом для анализа простейшей цепи переменного тока, которая состоит из конденсатора, к которому приложено напряжение перменного тока. После этого кратко остановимся на вопросе о мощности в реактивных схемах (это будет последний кирпич в фундаменте наших знаний) и рассмотрим простую, но очень полезную схему RC-фильтра.

Представим себе, что к силовой сети с напряжением 110 В (эффективное значение) и частотой 60 Гц подключен конденсатор емкостью 1 мкФ. Какой ток протекает при этом через конденсатор? Воспользуемся обобщенным законом Ома: $\mathbf{Z} = -j/\omega C$. Следовательно, ток можно определить следующим образом: $\mathbf{I} = \mathbf{U}/\mathbf{Z}$. Фаза напряжения произвольна, допустим $\mathbf{U} = A$, т.е. $U(t) = A\cos\omega t$, где амплитуда $A = 110\sqrt{2} \simeq 156$ В, тогда $\mathbf{I} = j\omega CA \simeq \simeq 0{,}059\sin\omega t$. Искомый ток имеет амплитуду 59 мА (эффективное значение составляет 41,5 мА) и опережает напряжение по фазе на 90°. Результат соответствует полученным ранее выводам. Отметим, что если бы нас интересовала только амплитуда тока, то можно было бы не прибегать к комплексным числам: если $\mathbf{A} = \mathbf{B}/\mathbf{C}$, то $A = B/C$, где A, B, C – амплитуды комплексных чисел. То же самое справедливо и для произведения (см. упражнение 1.17). Для нашего случая

$$I = U/Z = \omega CU.$$

Иногда этот прием очень полезен.

Как ни странно, конденсатор в нашем примере мощность не рассеивает. Его подключение к сети не приводит к увели-

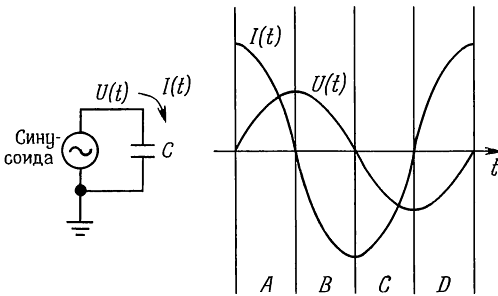


Рис. 1.49. При использовании синусоидального сигнала ток через конденсатор опережает напряжение по фазе на 90°.

чению показаний счетчика электроэнергии. Разгадку этой «тайны» вы узнаете, прочитав следующий раздел. А затем мы продолжим анализ схем, содержащих резисторы и конденсаторы, с помощью обобщенного закона Ома.

Упражнение 1.17. Докажите, что ес.и $\mathbf{A} = \mathbf{BC}$, то $A = BC$, где A, B, C – амплитуды комплексных чисел. Подсказка: представьте каждое комплексное число в форме $\mathbf{A} = Ae^{j\theta}$.

Мощность в реактивных схемах. Мгновенное значение мощности, потребляемой любым элементом схемы, определяется произведением $P = UI$. Однако в реактивных схемах, где напряжение U и ток I связаны между собой не простой пропорциональной зависимостью, просто перемножить их нельзя. Дело в том, что могут возникать странные явления, например, знак произведения может изменяться в течение одного периода сигнала переменного тока. Такой пример показан на рис. 1.49. На интервалах A и C на конденсатор поступает некоторая мощность (правда, скорость ее изменения переменна), и благодаря этому он заряжается: накапливаемая конденсатором энергия увеличивается (мощность – это скорость изменения энергии). На интервалах B и D потребляемая мощность имеет отрицательный знак – конденсатор разряжается. Средняя мощность за период для нашего примера равна нулю; этим свойством обладают все реактивные элементы (индуктивности, конденсаторы и всевозможные их комбинации). Если вы знакомы с интегралами от тригонометрических функций, то следующее упражнение поможет вам доказать это свойство.

Упражнение 1.18. (дополнительное). Докажите, что схема в среднем за полный период не потребляет мощности, если протекающий через нее ток сдвинут по фазе относительно питающего напряжения на 90°.

Как определить среднюю потребляемую мощность для произвольной схемы? В общем случае можно просуммировать произведения UI и разделить сумму на длительность истекшего интервала времени. Иными словами,

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T U(t)I(t)\,dt,$$

где T – полный период времени. Практически так мощность почти никогда не определяют. Нетрудно доказать, что средняя мощность определяется следующим выражением:

$$P = \mathrm{Re}(\mathbf{U}^*\mathbf{I}) = \mathrm{Re}(\mathbf{U}\mathbf{I}^*),$$

где $\mathbf{U}$ и $\mathbf{I}$ – эффективные комплексные значения напряжения и тока.

Рассмотрим пример. Допустим, что в предыдущей схеме конденсатор питается синусоидальным напряжением, эффективное значение которого равно 1 В. Для простоты будем выполнять все преобразования с эффективными значениями. Итак: $\mathbf{U} = 1$, $\mathbf{I} = \mathbf{U}/(j/\omega C)$, $P = \mathrm{Re}[\mathbf{U}\mathbf{I}^*] = \mathrm{Re}(j\omega C) = 0$. Мы получили, что средняя мощность, как и утверждалось, равна нулю.

А теперь рассмотрим схему, показанную на рис. 1.50. Выполним ряд преобразований:

$$\mathbf{Z} = R - j/\omega C,$$

$$\mathbf{U} = U_0,$$

$$\mathbf{I} = \mathbf{U}/\mathbf{Z} = U_0/[R - (j/\omega C)] = U_0[R + (j/\omega C)]/[R^2 + (1/\omega^2 C^2)],$$

$$P = \mathrm{Re}(\mathbf{U}\mathbf{I}^*) = U_0^2 R/[R^2 + (1/\omega^2 C^2)].$$

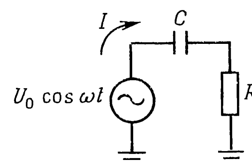


Рис. 1.50.

В третьей строке преобразований при определении тока **I** мы умножили числитель и знаменатель на комплексное число, сопряженное знаменателю, для того чтобы получить в знаменателе действительное число. Полученная величина меньше, чем произведение амплитуд **U** и **I**; ее отношение к этому произведению называют *коэффициентом мощности*:

$$|\mathbf{U}|\,|\mathbf{I}| = U_0^2/[R^2 + (1/\omega^2 C^2)]^{1/2},$$

$$\text{коэффициент мощности} = \frac{\text{мощность}}{|\mathbf{U}|\,|\mathbf{I}|} = \frac{R}{[R^2 + (1/\omega^2 C^2)]^{1/2}}$$

Коэффициент мощности – это косинус угла, определяющего сдвиг фаз напряжения и тока, он лежит в диапазоне от 0 (для реактивной схемы) до 1 (для резистивной схемы). Если коэффициент мощности меньше 1, то это значит, что в схеме присутствует реактивный элемент.

Упражнение 1.19. Докажите, что вся средняя мощность предыдущей схемы рассеивается на резисторе. Для того, чтобы решить эту задачу, нужно определить величину отношения U_R^2/R. Определите, чему будет равна эта мощность в ваттах, если цепь, состоящая из последовательно соединенных конденсатора емкостью 1 мкФ и резистора сопротивлением 1 кОм, подключена к силовой сети с эффективным напряжением 110 В (частота 60 Гц).

Коэффициент мощности играет немаловажную роль в распределении больших мощностей, так как реактивные токи не передают нагрузке никакой полезной мощности, зато вызывают нагрев в сопротивлениях проводов генераторов и трансформаторов (температура нагрева пропорциональна I^2R). Бытовые потребители электроэнергии платят только за «действительную» потребляемую мощность [Re(**UI***)], а промышленные потребители – с учетом коэффициента мощности. Вот почему большие предприятия для погашения влияния индуктивных реактивных сопротивлений производственного оборудования (моторов) сооружают специальные конденсаторные блоки.

Упражнение 1.20. Покажите, что последовательное подключение конденсатора емкостью $C = 1/\omega^2 L$ к

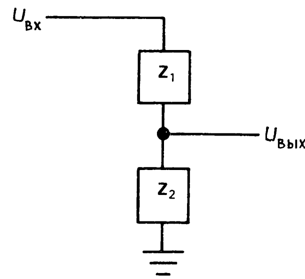


Рис. 1.51. Обобщенная схема делителя напряжения: пара электрических цепей с произвольным импедансом.

последовательной *RL*-цепи делает коэффициент мощности этой цепи равным единице. Затем рассмотрите параллельную цепь и параллельно подключенный конденсатор.

Делители напряжения: обобщение. Простейший делитель напряжения (рис. 1.5) состоит из пары последовательно соединенных резисторов. Входное напряжение измеряется в верхней точке относительно земли, а выходное – в точке соединения резисторов относительно земли. От простейшего резистивного делителя перейдем к более общей схеме делителя, если один или оба резистора заменим на конденсатор или индуктивность, как на рис. 1.51 (в более сложной схеме присутствуют и *R*, и *L*, и *C*). Вообще говоря, в таком делителе отношение $U_{вых}/U_{вх}$ не является постоянной величиной, а зависит от частоты. Анализ схемы выполняется без всяких хитроумных приемов:

$$\mathbf{I} = \mathbf{U}_{вх}/\mathbf{Z}_{полн},$$

$$\mathbf{Z}_{полн} = \mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_2,$$

$$\mathbf{U}_{вых} = \mathbf{Z}_2 = \mathbf{U}_{вх}[\mathbf{Z}_2/(\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_2)].$$

Не будем сосредоточивать внимание на полученном результате, рассмотрим лучше некоторые простые, но очень важные примеры.

1.19. *RC*-фильтры

Благодаря тому что импеданс конденсатора, равный $\mathbf{Z}_C = -j/\omega C$, зависит от частоты, с помощью конденсаторов и резисторов можно строить частотно-зависимые делители напряжения, которые бу-

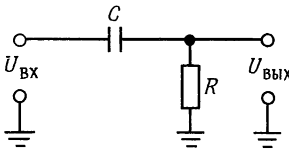


Рис. 1.52. Фильтр высоких частот.

дут пропускать только сигналы нужной частоты, а все остальные подавлять. В этом разделе вы познакомитесь с примерами простейших *RC*-фильтров, к которым мы будем неоднократно обращаться в дальнейшем. В гл. 5 и приложении 3 описаны более сложные фильтры.

Фильтры высоких частот. На рис. 1.52 показан делитель напряжения, состоящий из конденсатора и резистора. Согласно закону Ома для комплексных величин,

$$\mathbf{I} = \frac{\mathbf{U}_{вх}}{\mathbf{Z}_{полн}} = \frac{\mathbf{U}_{вх}}{R - (j/\omega C)} = \frac{\mathbf{U}_{вх}[R + (j/\omega C)]}{R^2 + 1/\omega^2 C^2}.$$

(Окончательный результат получен после умножения числителя и знаменателя на комплексное число, сопряженное знаменателю.) Итак, напряжение на резисторе R равно

$$\mathbf{U}_{вых} = \mathbf{I}\mathbf{Z}_R = \mathbf{I}R = \frac{\mathbf{U}_{вх}[R + (j/\omega C)]R}{R^2 + (1/\omega^2 C^2)}.$$

Чаще всего нас интересует не фаза, а амплитуда $U_{вых}$:

$$U_{вых} = (\mathbf{U}_{вых}\mathbf{U}^*_{вых})^{1/2} = U_{вх}R/[R^2 + (1/\omega^2 C^2)]^{1/2}.$$

Сравните полученный результат с выражением для резистивного делителя:

$$U_{вых} = U_{вх}R_1/(R_1 + R_2).$$

Векторное представление импеданса *RC*-цепи (рис. 1.53) показано на рис. 1.54.

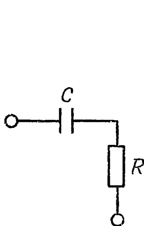


Рис. 1.53.

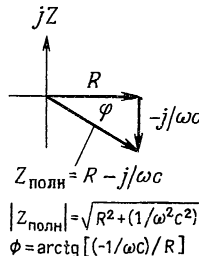


Рис. 1.54.

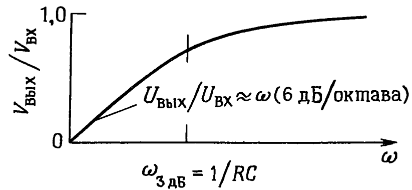


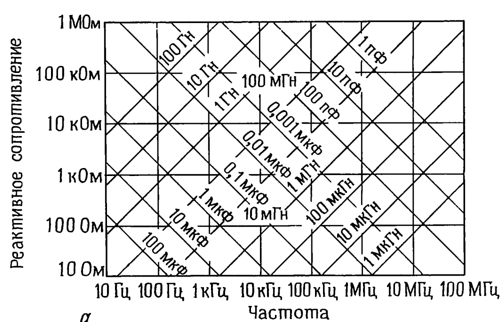
Рис. 1.55. Частотная характеристика фильтра высоких частот.

Итак, если не принимать во внимание сдвиг фаз, а рассматривать только модули комплексных амплитуд, то «отклик» схемы будет определяться следующим образом:

$$U_{вых} = U_{вх}R/[R^2 + (1/\omega^2 C^2)]^{1/2} = U_{вх}2\pi f RC/[1 + (2\pi f RC)^2]^{1/2}.$$

График этой зависимости представлен на рис. 1.55. Такой же результат мы бы получили, если бы определили отношение *модулей* импедансов как в упражнении 1.17 и в примере перед этим упражнением; числитель представляет собой модуль импеданса нижнего плеча делителя R, а знаменатель – модуль импеданса последовательного соединения R и C.

Как вы видите, на высоких частотах выходное напряжение приблизительно равно входному ($\omega \gg 1/RC$), а на низких частотах выходное напряжение уменьшается до нуля. Мы пришли к важному результату, запомните его. Подобная схема, по понятным причинам, называется фильтром высоких частот. На практике ее используют очень широко. Например, в осциллографе предусмотрена возможность связи по переменному току между исследуемой схемой и входом осциллографа. Эта связь обеспечивается с помощью фильтра высоких частот, имеющего перегиб характеристики в области 10 Гц (связь по переменному току используют для того, чтобы рассмотреть небольшой сигнал на фоне большого напряжения постоянного тока). Инженеры часто пользуются понятием «точки излома» –3 дБ для фильтра (или любой другой схемы, которая ведет себя как фильтр)! В случае простого *RC*-фильтра высоких частот точка излома –3 дБ



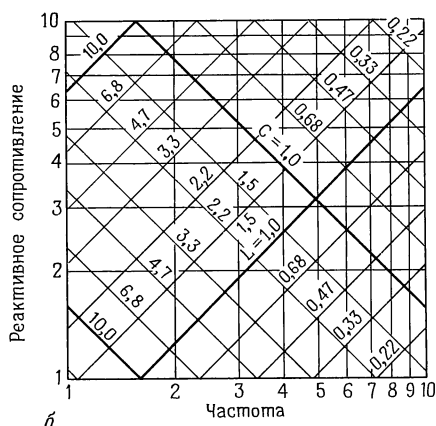


Рис. 1.56. *а* – Изменение реактивного сопротивления индуктивностей и конденсаторов в зависимости от частоты. Все декады одинаковы и отличаются лишь масштабом. *б* – Увеличенное изображение одной декады из графика А, график построен для стандартных компонентов, имеющих точность 20%.

определяется выражением:

$f_{3дБ} = 1/2\pi RC$.

Обратите внимание, что конденсатор не пропускает ток ($f = 0$). Самый распространенный пример использования конденсатора – это использование его в качестве *блокирующего конденсатора* постоянного тока. Если возникает необходимость обеспечить связь между усилителями, то почти всегда прибегают к помощи конденсатора. Например, у любого усилителя звуковой частоты высокого класса все входы имеют емкостную связь, так как заранее не известно, какой уровень постоянного тока будут иметь входные сигналы. Для обеспечения связи необходимо подобрать R и C таким образом,

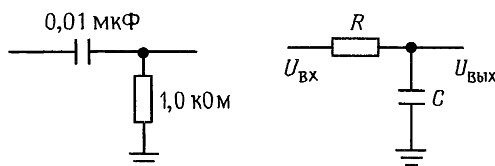


Рис. 1.57.

Рис. 1.58. Фильтр низких частот.

чтобы все нужные частоты (в данном случае 20 Гц – 20 кГц) поступали на вход без потерь (без деления на входе).

Часто, например при конструировании фильтров, возникает необходимость определить импеданс конденсатора на некоторой частоте. На рис. 1.56 представлен очень полезный график, охватывающий большой диапазон емкостей и частот для зависимости $|\mathbf{Z}| = 1/2\pi f C$.

В качестве примера рассмотрим фильтр, показанный на рис. 1.57. Это фильтр высоких частот с точкой перегиба 3 дБ на частоте 15,9 кГц. Импеданс нагрузки, подключаемой к фильтру, должен быть значительно больше 1 кОм, иначе нагрузка будет искажать выходное напряжение фильтра. Источник сигнала должен обеспечивать возможность подключения нагрузки 1 кОм без значительной аттенюации (потери амплитуды сигнала), иначе фильтр будет искажать выход источника сигнала.

Фильтры низких частот. Если поменять местами R и C (рис. 1.58), то фильтр будет вести себя противоположным образом в отношении частоты. Можно показать, что $U_{вых} = [1/(1 + \omega^2 R^2 C^2)^{1/2}]\, U_{вх}$. График этой зависимости представлен на рис. 1.59. Такой фильтр называют фильтром низких частот. Точка −3 дБ на характеристике фильтра находится на час-

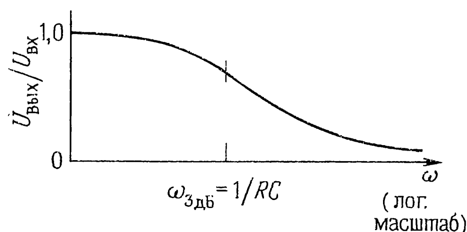


Рис. 1.59. Частотная характеристика фильтра низких частот.

тоте $f = 1/2\pi RC$. Фильтры низких частот находят очень широкое применение. Например, их используют для устранения влияния близлежащих радио- и телевизионных станций (550 кГц – 800 МГц), на работу усилителей звуковых частот и других чувствительных электронных приборов.

Упражнение 1.21. Докажите справедливость выражения для выходного напряжения фильтра низких частот.

Выход фильтра низких частот можно рассматривать в качестве самостоятельного источника сигналов. При использовании идеального источника напряжения переменного тока (с нулевым импедансом) фильтр со стороны выхода низких частот имеет сопротивление R (при расчетах полных сопротивлений идеальный источник сигналов можно заменить коротким замыканием, т. е. его нулевым импедансом для малого сигнала). В выходном импедансе фильтра преобладает емкостная составляющая, и на высоких частотах он становится равным нулю. Для входного сигнала фильтр представляет собой нагрузку, состоящую на низких частотах из сопротивления R и сопротивления нагрузки, а на высоких частотах – нагрузку, равную просто сопротивлению R.

На рис. 1.60 изображена также частотная характеристика фильтра низких частот, но в более общепринятом виде – для вертикальной и горизонтальной осей использован логарифмический масштаб. Можно считать, что по вертикальной оси откладываются децибелы, а по горизонтальной – октавы (или декады). На таком графике равные расстояния соответствуют равным отношениям величин. В виде графика изображен также фазовый сдвиг, при этом для вертикальной оси (градусы) использован линейный масштаб, а для оси частот – логарифмический. Такой график удобен для анализа частотной характеристики даже в случае значительной аттенюации (справа); целый ряд таких графиков представлен в гл. 5, посвященной изучению активных фильтров. Отметим, что при значительной аттенюации изображенная на графике кри-

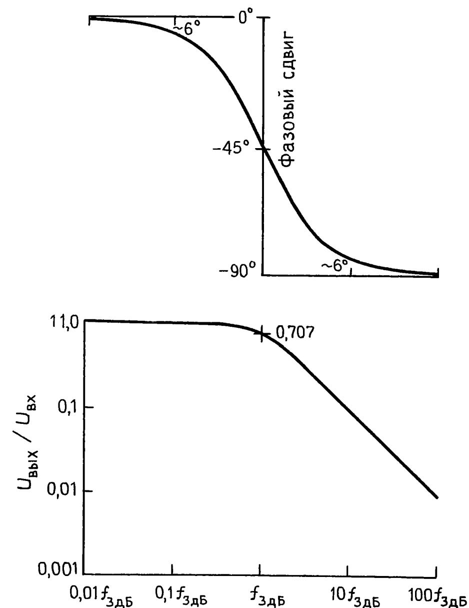


Рис. 1.60. Фазочастотная и амплитудно-частотная характеристики фильтра низких частот, изображенные в логарифмическом масштабе. В точке 3 дБ фазовый сдвиг составляет 45° и в пределах декады изменения частоты лежит в пределах 6° от асимптотического значения.

вая вырождается в прямую линию с наклоном −20 дБ/декада (инженеры предпочитают выражение «−6 дБ/октава»). Отметим также, что фазовый сдвиг плавно изменяется от 0° (на частотах ниже точки перегиба) до 90° (на частотах существенно выше точки перегиба), а в точке −3 дБ составляет 45°. Практическое правило для односекционных RC-фильтров говорит о том, что фазовый сдвиг составляет $\simeq 6°$ от асимптот в точках $0{,}1 f_{3дБ}$ и $10 f_{3дБ}$.

Упражнение 1.22. Докажите последнее утверждение.

Возникает интересный вопрос: можно ли сделать фильтр с какой-либо другой заданной амплитудной характеристикой и какой-либо другой заданной фазовой характеристикой. Пусть вас это не удивляет, но ответить можно только отрицательно – нельзя. Фазовая и амплитудная характеристики для всех возможных фильтров подчиняются законам причинной связи (т. е. характеристика является

следствием определенных свойств, но не их причиной).

Частотные характеристики дифференцирующих и интегрирующих *RC*-цепей. Схема дифференцирующей *RC*-цепи, которую мы рассмотрели в разд. 1.14, имеет такой же вид, как и схема фильтра высоких частот, приведенная в настоящем разделе. Чем же считать такую схему, зависит от того, что вас больше интересует: преобразование сигналов во времени или частотная характеристика. Полученное ранее временное условие правильной работы схемы ($U_{вых} \ll U_{вх}$) можно сформулировать иначе, применительно к частотной характеристике: для того чтобы выходной сигнал был небольшим по сравнению с входным, частота должна быть значительно ниже, чем в точке −3 дБ. В этом легко убедиться. Допустим, что входной сигнал равен $U_{вх} = \sin \omega t$. Воспользуемся уравнением, которое мы получили ранее для выхода дифференциатора:

$$U_{вх} = RC\frac{d}{dt}\sin \omega t = \omega RC \cos \omega t.$$

Отсюда $U_{вых} \ll U_{вх}$, если $\omega RC \ll 1$, т.е. $RC \ll 1/\omega$. Если входной сигнал содержит некоторый диапазон частот, то условие должно выполняться для самых высоких частот входного диапазона.

Схема интегрирующей *RC*-цепи (разд. 1.15) имеет такой же вид, как и схема фильтра низких частот: аналогично в хорошем интеграторе самые низкие частоты входного сигнала должны существенно превышать частоту в точке −3 дБ.

Индуктивности и конденсаторы. Индуктивности, также как и конденсаторы, в сочетании с резисторами образуют схемы фильтров низких (или высоких) частот. Однако на практике *RL*-фильтры низких и высоких частот встречаются редко. Это связано с тем, что индуктивности более громоздки и дороги, а работают хуже, чем конденсаторы (их характеристики более существенно отличаются от идеальных). Если есть возможность выбора, то предпочтение лучше отдать конденсатору. Исключением из этой общей рекомендации являются ферритовые бусины (маленькие торроидальные сердечники) и дроссели в высокочастотных схемах. Несколько бусин нанизывают на провод, благодаря этому соединение, выполненное с помощью провода, становится в некоторой степени индуктивным; импеданс на высоких частотах увеличивается и предотвращает «колебания» в схеме, при этом в отличие от *RC*-фильтра активное сопротивление схемы не увеличивается. Радиочастотный дроссель – это катушка, состоящая из нескольких витков провода и ферритового сердечника и используемая с той же целью в радиочастотных схемах.

1.20. Векторные диаграммы

Для анализа реактивных схем очень удобен один графический метод. В качестве примера рассмотрим тот факт, что *RC*-фильтр на частоте $f = 1/2\pi RC$ обеспечивает ослабление на 3 дБ. Этот результат мы получили в разд. 1.19. Он справедлив как для фильтров высоких частот, так и для фильтров низких частот. На первый взгляд этот факт может показаться странным, так как на этой частоте реактивное сопротивление конденсатора равно сопротивлению резистора и можно предположить, что ослабление должно составлять 6 дБ. К такому же результату вы придете, если замените конденсатор резистором с таким же, как у конденсатора, импедансом (напомним, что ослабление 6 дБ означает уменьшение напряжения вдвое). Дело в том, что нужно учитывать реактивность конденсатора, и в этом как раз может помочь векторная диаграмма (рис. 1.61). Вдоль осей откладываются действительная (активная или резистивная) и мнимая (реактивная или

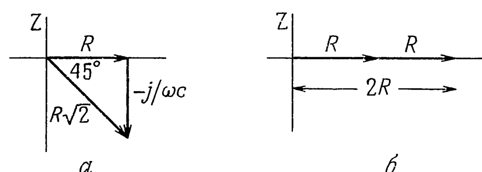


Рис. 1.61.

емкостная) компоненты импеданса. На такой же плоскости можно изображать напряжение (комплексное) в последовательных цепях подобного типа, так как ток в такой цепи во всех точках одинаков. Итак, в нашей схеме (будем рассматривать ее в качестве *RC*-делителя напряжения) входное напряжение (приложенное к последовательному соединению резистора *R* и конденсатора *C*) пропорционально длине гипотенузы, а выходное напряжение (снимаемое с резистора *R*) – длине стороны *R* треугольника. Диаграмма соответствует такой частоте, при которой модуль реактивного сопротивления конденсатора равен *R*, т.е. $f = 1/2\pi RC$. Из диаграммы видно, что отношение выходного напряжения ко входному составляет $1/\sqrt{2}$, т.е. -3 дБ.

Угол между векторами определяет фазовый сдвиг между входным и выходным напряжением. Например, в точке 3 дБ выходная амплитуда равна входной, поделенной на $\sqrt{2}$, а сам выходной сигнал опережает входной по фазе на 45°. Графический метод дает наглядное представление о величинах амплитуд и соотношении фаз в *RLC*-цепях. Например, с помощью этого метода можно определить характеристику фильтра высоких частот, которую мы уже получили раньше с помощью алгебраических преобразований.

Упражнение 1.23. Пользуясь методом векторной диаграммы, получите характеристику *RC*-фильтра высоких частот:

$$U_{\text{вых}} = \frac{R}{[R^2 + (1/\omega^2 C^2)]^{1/2}} U_{\text{вх}}.$$

Упражнение 1.24. На какой частоте ослабление *RC*-фильтра низких частот будет равно 6 дБ (выходное напряжение равно половине входного)? Чему равен фазовый сдвиг на этой частоте?

Упражнение 1.25. Пользуясь методом векторной диаграммы, получите характеристику фильтра низких частот, выведенную выше алгебраическим путем.

В следующей главе (разд. 2.08) приводится интересный пример использования векторной диаграммы для построения фазосдвигающей схемы, дающей постоянную амплитуду.

1.21. «Полюсы» и наклон в пределах октавы

Еще раз рассмотрим характеристику *RC*-фильтра низких частот (рис. 1.59). Вправо от точки перегиба графика выходная амплитуда убывает пропорционально $1/f$. В пределах одной октавы (одна октава, как в музыке, соответствует изменению частоты вдвое) выходная амплитуда уменьшается вдвое, т.е. ослабление составляет -6 дБ; следовательно, простой *RC*-фильтр обеспечивает ослабление 6 дБ/октаву. Можно конструировать фильтры, состоящие из нескольких *RC*-секций: тогда получим значения спада 12 дБ/октава (для двух *RC*-секций), 18 дБ/октава (для трех секций) и т.д. Так обычно описывают поведение фильтра на частотах, лежащих за пределами полосы пропускания. Если фильтр состоит, например, из трех *RC*-секций, то его часто называют «трехполюсным». (Слово «полюс» связано с методом анализа схем, который не рассматривается в этой книге. В нем используется комплексная передаточная функция на комплексной частотной плоскости, которую инженеры называют *s*-плоскостью.)

При работе с многокаскадными фильтрами следует учитывать одну особенность. Каждый новый каскад существенно нагружает предыдущий (так как они идентичны между собой), и это приводит к тому, что результирующая характеристика не является простой совокупностью характеристик составляющих каскадов. Напомним, что при выводе характеристики простого *RC*-фильтра мы условились, что источник имеет нулевой импеданс, а нагрузка – бесконечный. Один из способов устранения влияния каскадов друг на друга состоит в том, чтобы каждый последующий каскад имел значительно больший импеданс, чем предыдущий. Еще эффективнее использовать в качестве межкаскадных буферов активные схемы на транзисторах или операционных усилителях (ОУ), т.е. строить активные фильтры. Этим вопросам посвящены гл. 2–5.

1.22. Резонансные схемы и активные фильтры

Конденсаторы, которые используются в специальных схемах, называемых активными фильтрами, а также в сочетании с индуктивностями, позволяют «заострять» частотную характеристику схемы (по сравнению с пологой характеристикой RC-фильтра характеристика такой схемы на некоторой частоте имеет большой резкий всплеск). Подобные схемы находят применение в устройствах, работающих в диапазоне звуковых частот и радиочастот. Итак, познакомимся с LC-цепями (подробному анализу этих цепей и активных фильтров посвящены гл. 5 и приложение 3).

Начнем со схемы, представленной на рис. 1.62. На частоте f реактивное сопротивление LC-контура равно

$$\frac{1}{\mathbf{Z}_{LC}} = \frac{1}{\mathbf{Z}_L} + \frac{1}{\mathbf{Z}_C} = \frac{1}{j\omega L} - \frac{\omega C}{j} = j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right),$$

или $\mathbf{Z}_{LC} = j/[(1/\omega L) - \omega C]$.

LC-контур в сочетании с резистором R образует делитель напряжения; в связи с тем, что индуктивность и конденсатор противоположным образом реагируют на изменение частоты, импеданс параллельной LC-цепи на *резонансной* частоте $f_0 = 1/2\pi(LC)^{1/2}$ стремится к бесконечности – на характеристике при этом значении частоты должен наблюдаться резкий всплеск. График такой характеристики представлен на рис. 1.63.

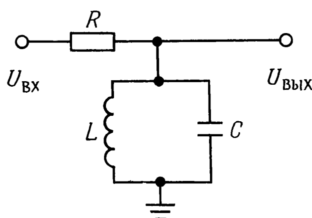


Рис. 1.62. Резонансная LC-схема: широкополосный фильтр.

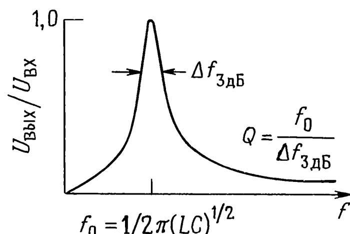


Рис. 1.63.

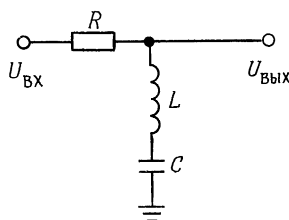


Рис. 1.64. Узкополосный режекторный LC-фильтр («ловушка»).

В действительности пик характеристики сглажен за счет потерь в индуктивности и конденсаторе, однако если схема сконструирована хорошо, то эти потери очень невелики. Если же хотят специально сгладить характеристику, то в схему включают дополнительный резистор, ухудшающий добротность контура Q. Такая схема называется параллельным резонансным LC-контуром или избирательной схемой. Она широко используется в радиотехнике для выделения из всего частотного диапазона сигналов некоторой частоты усиления (L или C могут быть переменными, и с их помощью можно настраивать резонансный контур на определенную частоту). Чем выше импеданс источника, тем острее пик характеристики; как вы вскоре убедитесь, в качестве источника принято использовать устройство типа источника тока. Коэффициент добротности Q позволяет оценивать характеристику контура: чем больше добротность, тем острее характеристика. Добротность равна резонансной частоте, поделенной на ширину пика, определенную по точкам –3 дБ. Для параллельной RLC-схемы $Q = \omega_0 RC$.

Другой разновидностью LC-схем является последовательная LC-схема (рис. 1.64). Используя выражение для импеданса, можно показать, что импеданс последовательной LC-схемы стремится к нулю на частоте $f_0 = 1/2\pi(LC)^{1/2}$; такая схема на резонансной частоте или вблизи

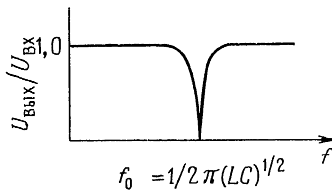


Рис. 1.65.

нее как бы «захватывает» сигнал и заземляет его. Эта схема, так же как и предыдущая, применяется в основном в радиотехнике. На рис. 1.65 изображена ее характеристика. Для последовательной RLC-схемы $Q = \omega_0 L/R$.

Упражнение 1.26. Выведите выражение для характеристики (определяющей зависимость отношения $U_{вых}/U_{вх}$ от частоты) схемы с последовательным LC-контуром, показанной на рис. 1.64.

1.23. Другие примеры использования конденсаторов

Конденсаторы являются необходимым компонентом не только для фильтров, резонансных, дифференцирующих и интегрирующих схем, но и для ряда других немаловажных схем. Более подробно мы поговорим об этих схемах позже, а сейчас просто ознакомимся с ними.

Шунтирование. Импенданс конденсатора уменьшается с увеличением частоты. На этом основано использование конденсатора в качестве шунта. Бывают такие случаи, что на некоторых участках схемы должно присутствовать только напряжение постоянного или медленно меняющегося тока. Если к тому участку схемы (обычно резистору) параллельно подключить конденсатор, то все сигналы переменного тока на резисторе будут устранены. Конденсатор выбирают так, чтобы его импеданс был малым для шунтируемого сигнала. В последующих главах вы встретите множество примеров шунтирования сигналов с помощью конденсатора.

Фильтрация в источниках питания. Обычно, говоря о фильтрации в источниках питания, имеют в виду накопление энергии. Практически при фильтрации происходит шунтирование сигналов. В электронных схемах обычно используют напряжение постоянного тока, которое получают путем *выпрямления* напряжения переменного тока сети (процесс выпрямления мы рассмотрим дальше в этой главе). Часть составляющих входного напряжения, которое имело частоту 60 (50) Гц, остается и в выпрямленном напряжении, от них можно избавиться, если предусмотреть шунтирование с помощью больших конденсаторов. Шунтирующие конденсаторы – это как раз те круглые блестящие элементы, которые можно увидеть внутри большинства электронных приборов. О том, как конструировать источники питания, мы поговорим позже в этой главе, а затем в гл. 6 еще раз вернемся к этому вопросу.

Синхронизация и генерация сигналов. Если через конденсатор протекает постоянный ток, то при заряде конденсатора формируется линейно нарастающий сигнал. Это явление используют в генераторах линейно-изменяющихся и пилообразных сигналов, в генераторах функций, схемах развертки осциллографов, в аналого-цифровых преобразователях и схемах задержки. Для синхронизации используют также RC-цепи, и на их основе строят цифровые схемы задержки (ждущие мультивибраторы). Во многих областях электроники используют конденсаторы для синхронизации и генерации сигналов, и именно об этих применениях конденсаторов вы более подробно узнаете из гл. 3, 5, 8 и 9.

1.24. Обобщенная теорема Тевенина об эквивалентном преобразовании (эквивалентном генераторе)

Для схем, включающих конденсаторы и индуктивности, теорема об эквивалентном преобразовании должна быть сформулирована следующим образом: всякая схема, имеющая два вывода и содержащая резисторы, конденсаторы, индуктивности и источники сигналов, эквивалентна цепи, представляющей собой последовательное соединение одного комплексного импеданса и одного источника сигнала. Как и прежде, эквивалентный импеданс и источник определяют по выходному напряжению разомкнутой цепи и по току короткого замыкания.

ДИОДЫ И ДИОДНЫЕ СХЕМЫ

1.25. Диоды

Элементы, которые мы рассматривали до сих пор, относятся к *линейным*. Это значит, что удвоение приложенного сигнала (скажем, напряжения) вызывает удвоение отклика (скажем, тока). Этим свойством обладают даже реактивные элементы, конденсаторы и индуктивности. Рассмотренные элементы являются также *пассивными*, т.е. они не имеют встроенного источника энергии. И, кроме того, все эти элементы имеют по два вывода.

Диод (рис. 1.66) представляет собой пассивный нелинейный элемент с двумя выводами. Вольт-амперная характеристика диода показана на рис. 1.67. (Придерживаясь принятого нами подхода, не будем объяснять физику явлений, определяющих функционирование этого элемента.)

На условном обозначении направление стрелки диода (так обозначают анод элемента) совпадает с направлением тока. Например, если через диод в направлении от анода к катоду протекает ток величиной 10 мА, то анод на 0,5 В более положителен, чем катод; эта разница напряжений называется «прямым напряжением диода». Обратный ток для диодов общего назначения измеряется в наноамперах (обратите внимание на разный масштаб измерений по оси абсцисс для прямого и обратного тока), и его, как правило, можно не принимать во внимание до тех пор, пока напряжение на диоде не достигнет значения напряжения пробоя (это напряжение называют также пиковым обратным напряжением). Для диодов общего назначения типа 1N914 напряжение пробоя составляет обычно 75 В. (Как правило, на диод подают такое напряжение, которое не может вызвать пробой, исключение составляет упомянутый ранее зенеровский диод.) Чаще всего падение напряжения на диоде, обусловленное



Рис. 1.66. Диод.

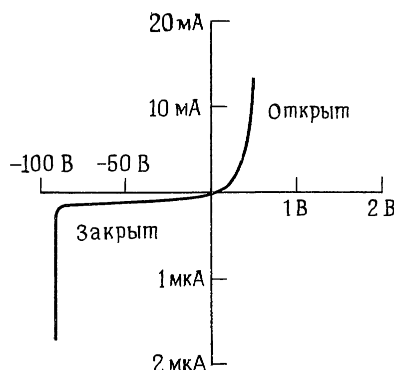


Рис. 1.67. Вольт-амперная характеристика диода.

прямым током через него, составляет от 0,5 до 0,8 В. Таким падением напряжения можно пренебречь, и тогда диод можно рассматривать как проводник, пропускающий ток только в одном направлении. К другим важнейшим характеристикам, отличающим существующие типы диодов друг от друга, относят: максимальный прямой ток, емкость, ток утечки и время восстановления обратного сопротивления (см. табл. 1.1, в которой приведены характеристики некоторых типов диодов).

Прежде чем начинать рассматривать схемы, содержащие диоды, отметим два момента: 1) диод не обладает сопротивлением в указанном выше смысле (не подчиняется закону Ома); 2) схему, содержащую диоды, нельзя заменить эквивалентной.

1.26. Выпрямление

Выпрямитель преобразует переменный ток в постоянный; выпрямительные схемы являются самыми простыми и наиболее полезными в практическом отношении диодными схемами (иногда диоды даже называют выпрямителями). Простейшая выпрямительная схема показана на рис. 1.68. Символ «Перем.» используется для обозначения источника переменного напряжения; в электронных схемах он обычно используется с трансформатором, питающимся от силовой линии переменного тока. Для синусоидального входного напряжения, значительно пре-

Таблица 1.1. Диоды

Тип	$U_{обр}$ (макс.), В[а]	$I_{обр}$ (макс.), мкА[б]	Средние значения за неограниченный интервал времени		Пиковые значения		Время восстановления обратного сопротивления, нс	Емкость (10 В), пФ	Класс	Примечания
			$U_{прям}$, В	$I_{прям}$, мА	$U_{прям}$, В	$I_{прям}$, А				
PAD-1	45	1 пА при 20 В	0,8	5	–	–	–	0,8	Самый малый ток $I_{обр}$	Siliconix
FJT1100	30	0,001	–	–	1,1	0,05	–	1,2	Очень малый ток $I_{обр}$	1 пА при 5 В, 10 пА при 15 В
ID101	30	10 пА при 10 В	0,8	1	1,1	0,03	–	0,8	То же	Intersil, сдвоенный
1N3595	150	3	0,7	10	1,0	0,2	3000	8,0	Малый ток $I_{обр}$	1 пА при 125 В
1N914	75	5	0,75	10	1,1	0,1	4	1,3	Сигнальный диод широкого применения	Промышленный стандарт, аналог. 1N4148
1N5819	40	10000	0,4	1000	1,1	20	–	50	Мощный диод Шоттки	Для проводного монтажа
1N5822	40	20000	0,45	3000	1,3	50	–	180		
1N6263	60	10	0,4	1	0,7	0,01	0	1,0	Диод Шоттки: малое напряжение $U_{прям}$	
1N3062	75	50	<1,0	20[б]	–	–	2	0,6	Сигнальный диод, имеет малое прямое падение напряжения	10 пФ при 0 В
1N4305	75	50	0,6	1	–	–	4	1,5	Управляемое напряжение $U_{прям}$	
1N4002	100	50	0,9	1000	2,3	25	3500	15	Выпрямительный на 1 А	Промыш. станд.; группа из 7 диодов
1N4007	1000	50	0,9	1000	2,3	25	5000	10		
1N5625	400	50	1,1	5000	2,0	50	2500	45	Выпрямительный на 5 А	Для проводного монтажа
1N1183A	50	1000	1,1	40000	1,3	100	–	–	Выпрямитель на большие токи	Выпрямитель противоположной полярности IN1183RA[в]

[а] $U_{обр}$ (макс.) – значение допустимого периодического пикового напряжения при 25 °C и токе утечки 10 мкА. [б] $I_{обр}$ (макс.) – максимальный обратный ток при напряжении $U_{обр}$ (макс.) и температуре окружающей среды 100 °C. [в] Мощные диоды IN1183A и IN1183RA «реверсированы» конструктивно – у одного на корпусе «+», у другого – «–». – *Прим. ред.*

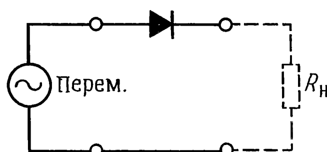


Рис. 1.68. Однополупериодный выпрямитель.

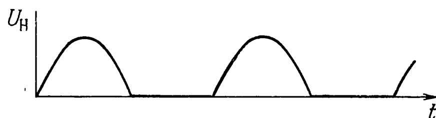


Рис. 1.69.

вышающего прямое напряжение диода (обычно в выпрямителях используют кремниевые диоды, для которых прямое напряжение составляет 0,6 В), выходное напряжение будет иметь вид, показанный на рис. 1.69. Если вы вспомните, что диод – это проводник, пропускающий ток только в одном направлении, то нетрудно понять, как работает схема выпрямителя. Представленная схема называется *однополупериодным выпрямителем*, так как она использует только половину входного сигнала (половину периода).

На рис. 1.70 представлена схема двухполупериодного выпрямителя, а на рис. 1.71 показан ее выходной сигнал. Из графика видно, что входной сигнал используется при выпрямлении полностью. На графике выходного напряжения наблюдаются интервалы с нулевым значением напряжения, они обусловлены

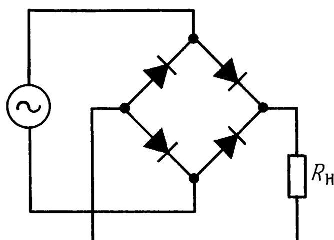


Рис. 1.70. Двухполупериодный мостовой выпрямитель.

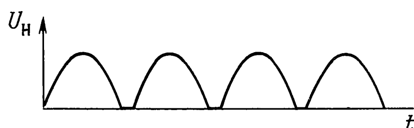


Рис. 1.71.

прямым напряжением диодов. В рассматриваемой схеме два диода всегда подключены последовательно к входу; об этом следует помнить при разработке низковольтных источников питания.

1.27. Фильтрация в источниках питания

Выпрямленные сигналы, полученные в предыдущем разделе, еще не могут быть использованы как сигналы постоянного тока. Дело в том, что их можно считать сигналами постоянного тока только в том отношении, что они не изменяют свою полярность. На самом деле в них присутствует большое количество «пульсаций» (периодических колебаний напряжения относительно постоянного значения), которые необходимо сгладить для того, чтобы получить настоящее напряжение постоянного тока. Для этого схему выпрямителя нужно дополнить фильтром низких частот (рис. 1.72). Вообще говоря, последовательный резистор здесь не нужен, и его, как правило, не включают в схему (если же резистор присутствует, то он имеет очень маленькое сопротивление и служит для ограничения пикового тока выпрямителя). Дело в том, что диоды предотвращают протекание тока разряда конденсаторов, и последние служат скорее как накопители энергии, а не как элементы классического фильтра низких частот. Энергия, накопленная конденсатором, определяется выражением $W = 1/2CU^2$. Если емкость C измеряется в фарадах, а напряжение U – в вольтах, то энергия W будет измеряться в джоулях (в ваттах в 1 с).

Конденсатор подбирают так, чтобы выполнялось условие $R_н C \gg 1/f$ (где f – частота пульсаций, в нашем случае 120 Гц). При этом происходит ослабление

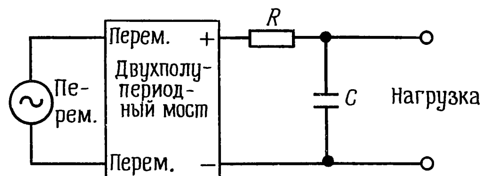


Рис. 1.72.

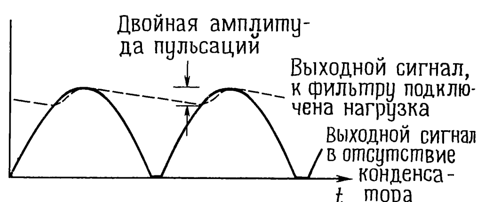


Рис. 1.73. Определение напряжения пульсаций источника.

пульсаций за счет того, что постоянная времени для разрядки конденсатора существенно превышает время между перезагрузками. В следующем разделе мы поясним это утверждение.

Определение напряжения пульсаций. Приблизительно определить напряжение пульсаций нетрудно, особенно если оно невелико по сравнению с напряжением постоянного тока (рис. 1.73). Нагрузка вызывает разряд конденсатора, который происходит в промежутке между циклами (или половинами циклов для двухполупериодного выпрямления) выходного сигнала. Если предположить, что ток через нагрузку остается постоянным (это справедливо для небольших пульсаций), то $\Delta U = (I/C)\Delta t$ (напомним, что $I = C(dU/dt)$. Подставим значение $1/f$ (или $1/2f$ для двухполупериодного выпрямления) вместо Δt (такая замена допустима, так как конденсатор начинает снова заряжаться меньше, чем через половину цикла). Получим

$\Delta U = I_{нагр}/fC$
(однополупериодное выпрямление),

$\Delta U = I_{нагр}/2fC$
(двухполупериодное выпрямление).

(Наш преподавательский опыт говорит о том, что студенты любят заучивать эти уравнения! Неофициальный опрос, проведенный авторами, показал, что из каждых двух опрошенных инженеров два не помнят эти уравнения. Так что не трудитесь напрасно над бесполезным заучиванием, а лучше научитесь выводить эти зависимости.)

Если воспользоваться экспоненциальной функцией, определяющей изменение напряжения на конденсаторе при его разряде, то результат получим неправильным по следующим причинам:

1. Разряд конденсатора описывается экспоненциальной зависимостью только в том случае, если нагрузка резистивна; в большинстве случаев это не так. Часто на выходе выпрямителя устанавливают *стабилизатор напряжения*, который обеспечивает постоянство выпрямленного напряжения – он выступает в роли нагрузки, через которую протекает постоянный ток.
2. Для источников питания используют, как правило, конденсаторы с точностью 20% и более. При разработке схем следует учитывать разброс параметров компонентов и для страховки производить расчет для наиболее неблагоприятного сочетания их значений.

В таком случае, если считать, что в начальный момент разряд конденсаторов происходит по линейному закону, приближение будет весьма точным, особенно если пульсации невелики. Неточности приближения приводят лишь к некоторой перестраховке – они проявляются в завышении расчетного напряжения пульсаций по сравнению с его истинным значением.

Упражнение 1.27. Разработайте схему двухполупериодного выпрямителя, обеспечивающего на выходе напряжение постоянного тока с амплитудой 10 В. Напряжение пульсаций не должно превышать 0,1 В (двойной амплитуды). Ток в нагрузке составляет 10 мА. Выберите соответствующее входное напряжение переменного тока, учитывая, что падение напряжения на диоде составляет 0,6 В. При расчете правильно задайте частоту пульсаций.

1.28. Схемы выпрямителей для источников питания

Двухполупериодная мостовая схема. На рис. 1.74 показана схема источника питания постоянного тока с мостовым выпрямителем, который мы только что рассмотрели. Промышленность изготавливает мостовые схемы в виде функциональных модулей. Маленькие мостовые модули рассчитаны на предельный ток 1 А и напряжение пробоя от 100 до 600 В, а иногда до 1000 В. Для больших мостовых выпрямителей предельный ток равен 25 А и выше. В табл. 6.4 приведены параметры нескольких типов таких модулей.

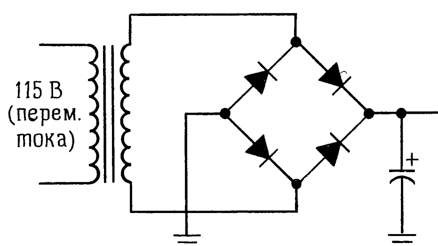


Рис. 1.74. Схема мостового выпрямителя. Значок полярности и электрод в виде дуги служат для обозначения поляризованного конденсатора, заряжать его с другой полярностью недопустимо.

Двухполупериодный однофазный выпрямитель. Схема двухполупериодного однофазного выпрямителя приведена на рис. 1.75. Выходное напряжение здесь в 2 раза меньше, чем в схеме мостового выпрямителя. Схема двухполупериодного однофазного выпрямителя не является эффективной с точки зрения использования трансформатора, так как каждая половина вторичной обмотки используется только в одном полупериоде. В связи с этим ток в обмотке за этот интервал времени в 2 раза больше, чем в простой двухполупериодной схеме. Согласно закону Ома, температура нагрева обмотки пропорциональна произведению I^2R, значит, за время в 2 раза меньшее нагрев будет в 4 раза больше или в среднем больше по сравнению с эквивалентной двухполупериодной схемой. Трансформатор для этой схемы следует выбирать так, чтобы его предельный ток был в 1,4 (в $\sqrt{2}$) раз больше, чем у трансформатора мостовой схемы, в противном случае такой выпрямитель будет более дорогим и более громоздким, чем мостовой.

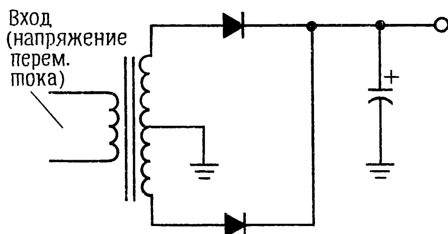


Рис. 1.75. Двухполупериодный выпрямитель на основе трансформатора со средней точкой.

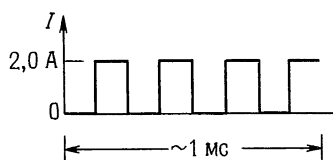


Рис. 1.76.

Упражнение 1.28. Это упражнение поможет вам разобраться в механизме нагрева обмотки, пропорционального I^2R, и понять, в чем проявляется недостаток однофазного выпрямителя. На какое предельное минимальное значение тока должен быть расчитан плавкий предохранитель, чтобы в цепи мог протекать ток, изменяющийся согласно графику, показанному на рис. 1.76, и имеющий среднюю амплитуду 1 А? Подсказка: предохранитель «перегорает», когда в цепи начинает протекать ток, превышающий предельное значение тока предохранителя. При этом в предохранителе расплавляется металлический проводник (температура его нагрева пропорциональна I^2R). Допустим, что и в нашем случае температурная постоянная времени для плавкого предохранителя значительно больше, чем период прямоугольных колебаний, т. е. предохранитель реагирует на значение I^2, осредненное за несколько периодов входного сигнала.

Расщепление напряжения питания. Широко распространена мостовая однофазная двухполупериодная схема выпрямителя, показанная на рис. 1.77. Она позволяет рсщеплять напряжение питания (получать на выходе одинаковые напряжения положительной и отрицательной полярности). Эта схема эффективна, так как в каждом полупериоде входного сиг-

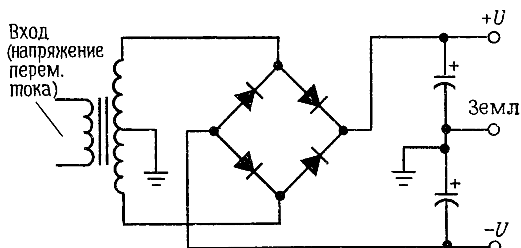


Рис. 1.77. Формирование двухполярного (расщепленного) напряжения питания.

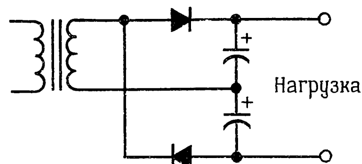


Рис. 1.78. Удвоитель напряжения.

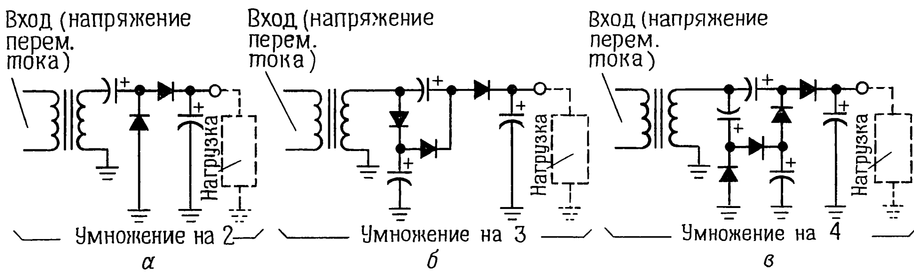


Рис. 1.79. Схемы умножения напряжения; наличие источника с плавающим напряжением в представленных схемах не обязательно.

нала используются обе половины вторичной обмотки.

Выпрямители с умножением напряжения. Схема, показанная на рис. 1.78, называется удвоителем напряжения. Для того чтобы понять, как работает эта схема, представьте, что она состоит из двух последовательно соединенных выпрямителей. Фактически эта схема является двухполупериодным выпрямителем, так как она работает в каждом полупериоде входного сигнала – частота пульсаций в 2 раза превышает частоту колебаний питающей сети (для сети с частотой 60 Гц, как в США, частота пульсаций составляет 120 Гц).

Разновидности этой схемы позволяют увеличивать напряжение в 3, 4 и более раз. На рис. 1.79 показаны схемы выпрямителей, обеспечивающие увеличение напряжения в 2, 3 и 4 раза, в которых один конец обмотки трансформатора заземлен.

1.29. Стабилизаторы напряжения

Путем увеличения емкости конденсатора можно уменьшить пульсации напряжения до требуемого уровня. Такой способ борьбы с пульсациями имеет два недостатка:

1. Конденсаторы нужной емкости могут оказаться недопустимо громоздкими и дорогими.

2. Даже в том случае, когда пульсации уменьшены до пренебрежимо малого уровня, наблюдаются колебания выходного напряжения, обусловленные уже другими причинами, например, изменения входного напряжения сети ведут к флуктуациям выходного напряжения постоянного тока. Кроме того, изменение выходного напряжения может быть вызвано изменением тока нагрузки, так как трансформатор, диод и другие элементы обладают конечным внутренним сопротивлением. Иначе говоря, для эквивалентной схемы источника питания постоянного тока справедливо соотношение $R > 0$.

Более правильный подход к разработке источника питания состоит в том, чтобы с помощью конденсатора уменьшить пульсации до некоторого уровня (чтобы они составляли, например, 10% от напряжения постоянного тока), а затем, для устранения остатков пульсаций, использовать *схему с обратной связью.* Такая схема содержит управляемый резистор (транзистор), подключаемый последовательно к выходу схемы, за счет которого уровень выходного напряжения поддерживается постоянным (рис. 1.80).

Подобные стабилизаторы напряжения используют почти повсеместно в качестве источников питания для электронных схем. В настоящее время промышленность выпускает стабилизаторы напряжения в виде законченных, готовых к ис-

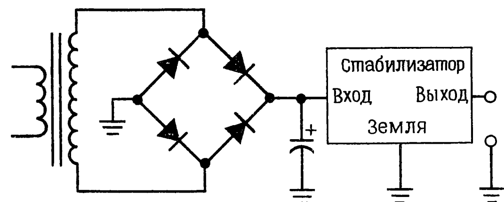


Рис. 1.80. Стабилизатор напряжения постоянного тока.

пользованию модулей. На основе стабилизатора напряжения можно построить удобный для работы источник питания, которому не страшны никакие опасности (короткие замыкания, перегрев и т. п.) и характеристики которого удовлетворяют самым высоким требованиям, предъявляемым к источнику напряжения (например, внутреннее сопротивление такого источника измеряется в миллиомах). Источники питания постоянного тока со стабилизаторами напряжения мы рассмотрим в гл. 6.

1.30. Примеры использования диодов

Выпрямление сигналов. Бывают такие случаи, помимо тех, что мы рассмотрели выше, когда сигнал должен иметь только одну полярность. Если входной сигнал не является синусоидальным, то говорить о его выпрямлении не принято, хотя процесс выпрямления применим и к нему. Например, требуется получить последовательность импульсов, совпадающих с моментами нарастания прямоугольного сигнала. Проще всего продифференцировать прямоугольный сигнал, а затем выпрямить его (рис. 1.81). Следует всегда иметь в виду, что прямое напряжение диода составляет приблизительно 0,6 В. На выходе нашей схемы, например, сигнал будет получен лишь в том случае, когда двойная амплитуда прямоугольного входного сигнала будет не меньше 0,6 В. Это условие накладывает определенные ограничения на разработку схемы, но известны приемы, с помощью которых их можно преодолеть. Например, можно воспользоваться *диодом Шоттки*, для которого прямое напряжение составляет около 0,25 В (можно также использовать так называемый *обращенный диод* с нулевым прямым напряжением, но его применение ограничено из-за того, что он имеет малое напряжение пробоя). Можно также воспользоваться схемой, показанной на рис. 1.82. Прямое напряжение на диоде $Д_2$ компенсируется за счет диода $Д_1$, обеспечивающего смещение величиной 0,6 В. Это смещение определяет порог проводимости для $Д_2$. Формирование смещения с помощью диода $Д_1$ (а не с помощью, например, делителя напряжения) имеет следующие преимущества: нет необходимости проводить регулировку уровня смещения, так как схема обеспечивает почти идеальную компенсацию; изменение прямого напряжения диодов (связанное, например, с изменением температуры) компенсируется и не сказывается на работе схемы. В дальнейшем мы еще не раз встретим компенсации изменений прямого напряжения с помощью согласованной пары диодов, транзисторов и полевых транзисторов: этот прием очень эффективен и прост в исполнении.

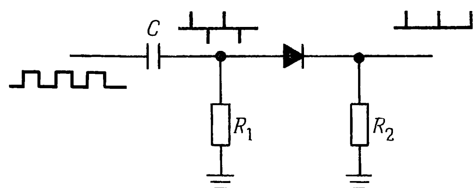


Рис. 1.81.

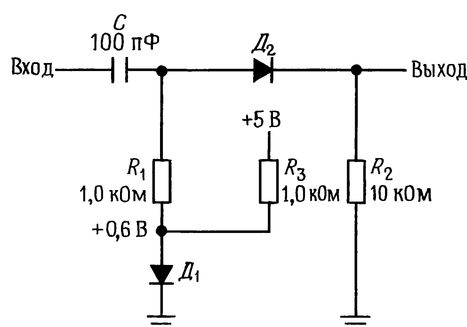


Рис. 1.82. Компенсация прямого напряжения на диоде в схеме диодного ограничителя сигналов.

Диодные вентили. Еще одна область применения диодов основана на их способности пропускать большее из двух напряжений, не оказывая влияния на меньшее. Схемы, в которых используется это свойство, объединены в семейство *логических* схем. Рассмотрим схему с *резервной батареей питания* – она используется в устройствах, которые должны работать непрерывно даже при отключениях питания (например, точные электронные часы). Схема, показанная на рис. 1.83, включает как раз такую батарею. В от-

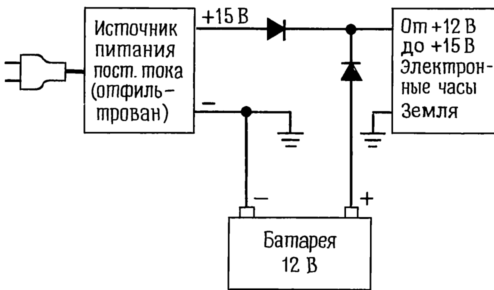


Рис. 1.83. Диодный вентиль ИЛИ с резервной батареей питания.

сутствие сбоев питания батарея не работает, при возникновении сбоя питание на схему начинает поступать от батареи, при этом перерыва в подаче питания не происходит.

Упражнение 1.29. Измените схему так, чтобы батарея заряжалась от источника постоянного тока (в том случае, разумеется, когда питание есть) током 10 мА (такая схема нужна для того, чтобы поддерживать заряд батареи).

Диодные ограничители. В тех случаях, когда необходимо ограничить диапазон изменения сигнала, например напряжения, можно воспользоваться схемой, показанной на рис. 1.84. Благодаря диоду выходное напряжение не может превышать значения +5,6 В, при этом наличие диода никак не сказывается на меньших значениях напряжения (в том числе и на отрицательных); единственное условие состоит в том, что отрицательное входное напряжение не должно достигать значения напряжения пробоя (например, для диода типа 1N914 это значение составляет −70 В). Во всех схемах семейства цифровых логических КМОП-схем используются входные диодные ограничители. Они предохраняют эти чувствительные схемы от разрушения под действием разрядов статического электричества.

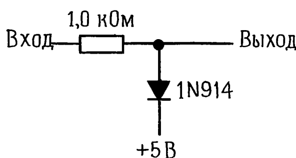


Рис. 1.84. Диодный ограничитель напряжения.

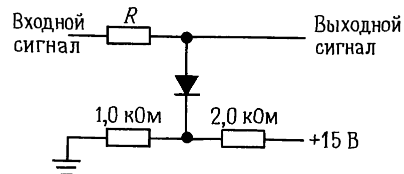


Рис. 1.85.

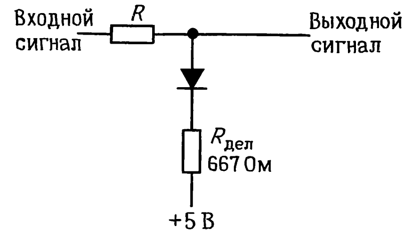


Рис. 1.86.

Упражнение 1.30. Разработайте схему симметричного ограничителя, задающего диапазон изменения сигнала от −5,6 до +5,6 В.

Эталонное опорное напряжение можно подавать на ограничитель от делителя напряжения (рис. 1.85). Если делитель напряжения заменить его эквивалентной схемой, то исходная схема преобразуется к виду, представленному на рис. 1.86. Анализируя преобразованную схему, можно заключить, что импеданс со стороны выхода делителя напряжения ($R_{дел}$) должен быть мал по сравнению с сопротивлением R. Когда диод открыт (входное напряжение превышает напряжения ограничения), выходное напряжение совпадает с напряжением, снимаемым с делителя, при этом нижнее плечо делителя представлено эквивалентным сопротивлением (рис. 1.87). Следовательно, для указанных параметров схемы выходное напряжение для треугольного входного сигнала будет иметь вид, показанный на рис. 1.88. Затруднение здесь возникает в связи с тем, что делитель напряжения не обеспечивает жесткофиксированного зна-

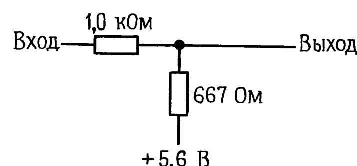


Рис. 1.87.

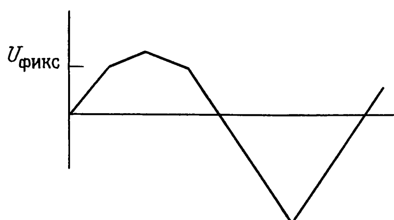


Рис. 1.88.

чения эталонного напряжения. Хорошо зафиксированный опорный эталонный сигнал не «плывет», а это значит, что источник такого напряжения обладает небольшим импедансом (имеется в виду эквивалентный импеданс).

На рис. 1.85 показан простой способ, с помощью которого можно «зафиксировать» схему ограничителя по крайней мере для *высокочастотных* сигналов – для этого к резистору 1 кОм нужно подключить шунтирующий конденсатор. Например, конденсатор емкостью 15 мкФ с одним заземленным выводом на частотах выше 1 кГц уменьшает импеданс со стороны входа делителя до значения ниже 10 Ом. (Аналогично можно подключить конденсатор к $Д_1$, как показано на рис. 1.82). Само собой разумеется, эффективность этого приема тем ниже, чем ниже частота, а для постоянного тока этот прием просто бесполезен.

На практике малое значение импеданса эталонного источника обеспечивается за счет использования транзистора или операционного усилителя. Такой способ, конечно, лучше, чем использование резисторов с очень малым сопротивлением, так как он не приводит к потреблению больших токов и обеспечивает значения импеданса порядка нескольких ом и ниже. Следует отметить, что известны и другие схемы ограничения, в которых используются операционные усилители. Об этих схемах мы поговорим в гл. 4.

Интересным примером является использование ограничителя для восстановления сигнала по постоянному току в случае емкостной связи по переменному току. Смысл сказанного поясняет рис. 1.89. Подобные приемы необходимо использовать в схемах, входы которых работают аналогично диодам (например, это могут быть транзисторы с заземленным эмиттером), в противном случае при наличии емкостной связи сигнал просто пропадает.

Двусторонний ограничитель. Еще один ограничитель показан на рис. 1.90. Эта схема ограничивает «размах» выходного сигнала и делает его равным падению напряжения на диоде, т. е. приблизительно 0,6 В. Может показаться, что это – очень малое значение, но если следующим каскадом схемы является усилитель с большим коэффициентом усиления по напряжению, то входной сигнал для него всегда должен быть немногим больше чем 0 В, иначе усилитель попадет в режим «насыщения» (например, если коэффициент усиления каскада равен 1000, а питающее напряжение составляет ± 15 В, то входной сигнал не должен превышать диапазон ± 15 мВ). Описанная схема часто используется в качестве защиты на входе усилителя с большим коэффициентом усиления.

Диоды как нелинейные элементы. Мы получим достаточно хорошее приближение, если будем считать, что ток через диод пропорционален экспоненциальной функции от напряжения на нем при данной температуре (точная зависимость между током и напряжением дается в разд. 2.10). В связи с этим диод можно использовать для получения выходного

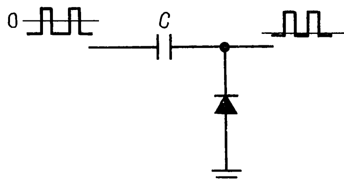


Рис. 1.89. Восстановление сигнала по постоянному току.

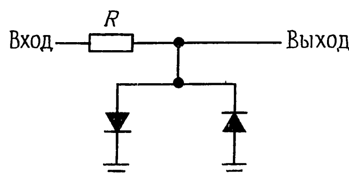


Рис. 1.90. Диодный ограничитель.

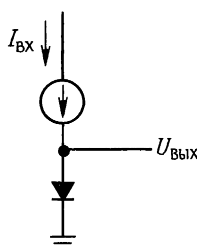


Рис. 1.91. Логарифмический преобразователь: идея схемы основана на нелинейной вольт-амперной характеристике диода.

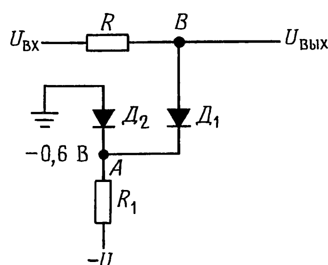


Рис. 1.93. Компенсация падения напряжения на диоде в логарифмическом преобразователе.

напряжения, пропорционального логарифму тока (рис. 1.91). Поскольку напряжение U лишь незначительно отклоняется от значения 0,6 В (под воздействием колебаний входного тока), входной ток можно задавать с помощью резистора при условии, что входное напряжение значительно превышает падение напряжения на диоде (рис. 1.92).

На практике иногда желательно, чтобы в выходном напряжении присутствовало смещение 0,6 В, обусловленное падением напряжения на диоде. Кроме того, желательно, чтобы схема не реагировала на изменения температуры. Эти требования позволяет удовлетворить метод диодной компенсации (рис. 1.93). Резистор R_1 открывает диод $Д_2$ и создает в точке A напряжение, равное $-0{,}6$ В. Потенциал точки B близок к потенциалу земли (при этом ток $I_{вх}$ строго пропорционален напряжению $U_{вх}$). Если два одинаковых диода находятся в одинаковых температурных условиях, то напряжения на них полностью компенсируют друг друга, за исключением, конечно, той разницы, которая обусловлена входным током, протекающим через диод $Д_1$, и которая определяет выходное напряжение. Для этой схемы резистор R_1 следует выбирать таким, чтобы ток через диод $Д_2$ был значительно больше максимального входного тока. При этом условии диод $Д_2$ будет открыт.

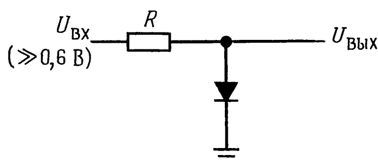


Рис. 1.92.

В главе, посвященной операционным усилителям, мы рассмотрим более совершенные схемы логарифмических преобразователей и более точные методы температурной компенсации. Они позволяют обеспечивать высокую точность преобразования – ошибка достигает всего нескольких процентов для шести и более декад изменения входного тока. Но для того, чтобы заняться такими схемами, необходимо сначала изучить характеристики диодов, транзисторов и операционных усилителей. Настоящий раздел служит лишь предисловием к такому изучению.

1.31. Индуктивные нагрузки и диодная защита

Что произойдет, если разомкнуть переключатель, управляющий током через индуктивность? Индуктивность, как известно, характеризуется следующим свойством: $U = L(dI/dt)$, а из этого следует, что ток нельзя выключить моментально, так как при этом на индуктивности появилось бы бесконечное напряжение. На самом деле напряжение на индуктивности резко возрастает и продолжает увеличиваться до тех пор, пока не появится ток. Электронные устройства, которые управляют индуктивными нагрузками, могут не выдержать такого роста напряжения, особенно это относится к компонентам, в которых при некоторых значениях напряжения наступает «пробой». Рассмотрим схему, представленную

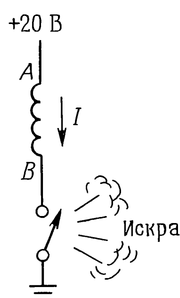


Рис. 1.94. Индуктивный «бросок».

на рис. 1.94. В исходном состоянии переключатель замкнут и через индуктивность (в качестве которой может выступать, например, обмотка реле) протекает ток. Когда переключатель разомкнут, индуктивность «стремится» обеспечить ток между точками *A* и *B*, протекающий в том же направлении, что и при замкнутом переключателе. Это значит, что потенциал точки *B* становится более положительным, чем потенциал точки *A*. В нашем случае разница потенциалов может достичь 1000 В, прежде чем в переключателе возникнет электрическая дуга, которая и замкнет цепь. При этом укорачивается срок службы переключателя и возникают импульсные наводки, которые могут оказывать влияние на работу близлежащих схем. Если представить себе, что в качестве переключателя используется транзистор, то срок службы такого переключателя не укорачивается, а просто становится равным нулю!

Чтобы избежать подобных неприятностей лучше всего подключить к индуктивности диод, как показано на рис. 1.95. Когда переключатель замкнут, диод смещен в обратном направлении (за счет падения напряжения постоянного тока на обмотке катушки индуктивности). При размыкании переключателя диод открывается и потенциал контакта переключателя становится выше потенциала положительного питающего напряжения на величину падения напряжения на диоде. Диод нужно подобрать так, чтобы он выдерживал начальный ток, равный току, протекающему в установившемся режиме через индуктивность; подойдет, например диод типа 1N4004.

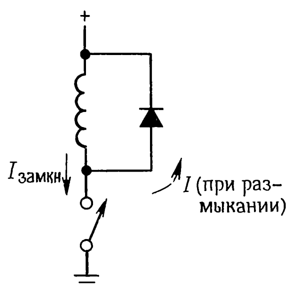


Рис. 1.95. Блокирование индуктивного броска.

Единственным недостатком описанной схемы является то, что она затягивает затухание тока, протекающего через катушку, так как скорость изменения этого тока пропорциональна напряжению на индуктивности. В тех случаях, когда ток должен затухать быстро (например, быстродействующие контактные печатающие устройства, быстродействующие реле и т. д.), лучший результат можно получить, если к катушке индуктивности подключить резистор, подобрав его так, чтобы величина $U_и + IR$ не превышала максимального допустимого напряжения на переключателе. (Самое быстрое затухание для данного максимального напряжения можно получить, если подключить к индуктивности зенеровский диод, который обеспечивает затухание по линейному, а не по экспоненциальному закону.)

Диодную защиту нельзя использовать для схем переменного тока, содержащих индуктивности (трансформаторы, реле переменного тока), так как диод будет открыт на тех полупериодах сигнала, когда переключатель замкнут. В подобных случаях рекомендуется использовать так называемую *RC*-демпфирующую цепочку (рис. 1.96). Приведенные на схеме значения *R* и *C* являются типовыми для небольших индуктивных нагрузок, подключаемых к силовым линиям переменного тока. Демпфер такого типа следует предусматривать во всех приборах, работающих от напряжений силовых линий переменного тока, так как трансформатор представляет собой индуктивную нагрузку. Для защиты можно также использо-

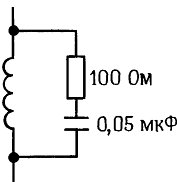


Рис. 1.96. *RC*-«демпфер» для подавления индуктивного броска.

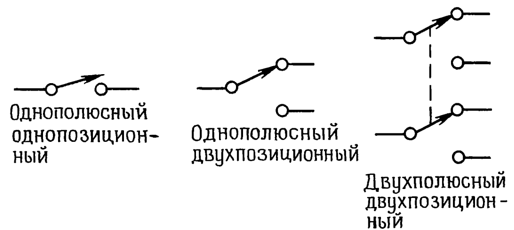


Рис. 1.98. Основные типы переключателей.

вать такой элемент, как металлоксидный варистор. Он представляет собой недорогой элемент, похожий по внешнему виду на керамический конденсатор, а по электрическим характеристикам – на двунаправленный зенеровский диод. Его можно использовать в диапазоне напряжений от 10 до 1000 В для значений токов, достигающих тысяч ампер (см. разд. 6.11 и табл. 6.2). Подключение варистора к внешним выводам схемы позволяет не только предотвратить индуктивные наводки на близлежащие приборы, но также погасить большие всплески сигнала, возникающие иногда в силовой линии и представляющие серьезную угрозу для оборудования.

ДРУГИЕ ПАССИВНЫЕ КОМПОНЕНТЫ

В последующих разделах представлены разнообразные компоненты, находящие широкое применение при разработке электронных схем. Те, кто уже имеет опыт разработок, могут безболезненно перейти к следующей главе.

1.32. Электромеханические элементы

Переключатели. Переключатели имеются в схемах почти всегда. Несмотря на свою простоту, они играют существенную роль в электронной технике и вполне заслуживают того, чтобы им было посвящено несколько параграфов в нашей книге. На рис. 1.97 показано несколько распространенных типов переключателей.

Тумблеры. В зависимости от числа полюсов или подвижных контактов тумблеры бывают нескольких типов. Наиболее распространены одно- и двухпозиционные тумблеры, показанные на рис. 1.98. Промышленность выпускает также трехпозиционные тумблеры, среднее положение которых соответствует состоянию «выключено»; они могут переключать одновременно до четырех контактных групп. Тумблерные переключатели работают по принципу «разомкнут-замкнут», это значит, что подвижный контакт никогда не замыкает оба вывода переключателя одновременно.

Кнопочные переключатели. Кнопочные переключатели полезны в тех случаях, когда требуется обеспечить мгновенный контакт; их схематическое изображение представлено на рис. 1.99 (кнопочные выключатели бывают двух типов: нормально разомкнутые (НР) и нормально замкнутые (НЗ)). В двухпозиционном переключателе выводы обозначают НР и НЗ, в однопозиционном переключателе двойное обозначение излишне. Кнопочные переключатели всегда работают по принципу «разомкнут-замкнут». Электротехническая промышленность маркирует выключатели символами *A*, *B* и *C*, которые соответствуют однополюсному одно-



Рис. 1.97. Панельные тумблеры.

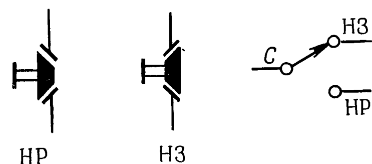


Рис. 1.99. Кнопочные выключатели (мгновенный контакт).

позиционному переключателю типа НР, однополюсному однопозиционному переключателю типа НЗ и однополюсному двухпозиционному переключателю соответственно.

Поворотные переключатели. Существующие поворотные переключатели очень разнообразны по своей конструкции; они имеют различное число полюсов (ламелей) и рассчитаны на большое число позиций. Поворотные переключатели могут быть замыкающими (работают по принципу «замкнут-разомкнут») и незамыкающими (работают по принципу «разомкнут-замкнут»), причем очень часто эти два типа сочетаются в одном переключателе. Замыкающие переключатели используют в тех случаях, когда схема в промежуточном положении переключателя должна представлять собой замкнутый контур, при наличии разомкнутых входов состояние схемы непредсказуемо. Незамыкающие переключатели используют, например, для подключения нескольких шин к одной общей, при этом не допускается соединения отдельных шин между собой.

Другие типы переключателей. Помимо основных типов переключателей, перечисленных выше, промышленность выпускает и некоторые специальные переключатели, например переключатели, принцип действия которых основан на эффекте Холла, магнитоуправляемые реле, язычковые переключатели и др. Все переключатели характеризуются предельными значениями токов и напряжений; для небольшого тумблерного переключателя предельное значение напряжения составляет 150 В, а предельное значение тока — 5 А. Если переключатель работает с индуктивной нагрузкой, то его срок службы резко сокращается в связи с тем, что в момент отклонения нагрузки в выключателе возникает дуговой разряд.

Примеры схем с переключателями. Рассмотрим такую задачу: предупредительный звонок должен включаться при условии, что водитель сел за руль машины, а одна из дверц открыта. К дверцам машины и к сиденью водителя подключены переключатели типа НР. На рис. 1.100 показана схема, с помощью которой можно решить поставленную задачу. Если открыта одна ИЛИ другая дверца И замкнут переключатель, связанный с сиденьем, то включается звонок. Союзы ИЛИ, И имеют здесь смысл операций булевой логики. К этому примеру мы еще вернемся в гл. 2 и в гл. 8, когда будем рассматривать транзисторы и цифровые логические схемы.

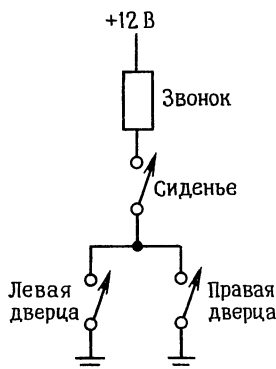


Рис. 1.100.

На рис. 1.101 показана классическая схема с выключателем, которая используется для включения и выключения света в комнате с помощью выключателей, установленных у двух дверей комнаты.

Упражнение 1.31. Не всякий разработчик электронных схем знает то, что известно любому *электромонтеру* — как сделать такое приспособление, чтобы можно было включать и выключать свет с помощью *N выключателей, где N* — произвольное число. Подумайте, как соответствующим образом обобщить схему, представленную на рис. 1.101. Для решения задачи потребуется два однополюсных двухпозиционных переключателя и $N - 2$ двухполюсных двухпозиционных. (Подсказка: сначала придумайте, как с помощью двухполосного двухпозиционного переключателя замкнуть пару проводов).

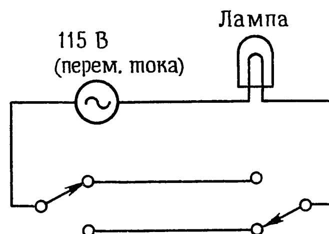


Рис. 1.101. «Строенный» переключатель профессионального электромонтера.

Реле. Реле – это управляемые переключатели. Простейшее реле состоит из катушки и сердечника – катушка втягивает сердечник, когда по ней протекает ток достаточной величины. Промышленность выпускает различные по конструкции типы реле, среди них можно выделить реле «защелки» и реле «ступенчатого» типа (шаговые искатели). Последние послужили основой создания телефонных станций, а сейчас они широко используются в игральных автоматах. Промышленность выпускает реле постоянного и переменного тока и для значений напряжения на катушке от 5 до 110 В. Для быстродействующих схем (1 мс) предназначены ртутные и язычковые реле, специальные мощные реле используются в электропитании; они работают с токами, достигающими нескольких тысяч ампер. Там, где раньше использовали реле, теперь часто прибегают к помощи полевых транзисторов, а для напряжений переменного тока используют так называемые реле на твердом теле. Основное назначение реле состоит в дистанционном переключении электрических цепей и в переключении высоковольтных линий. В связи с тем, что электрические схемы должны быть изолированы от линий питающего напряжения переменного тока, реле используют для переключения питающих напряжений переменного тока, при этом управляющие сигналы должны быть изолированы.

Разъемы. Разъем представляет собой неотъемлемую (и, как правило, самую ненадежную) часть любого электронного аппарата. Функции разъема состоят в подаче сигналов на вход прибора и передаче их с его выходов на другие схемы, в передаче сигналов и питания постоянного тока между различными узлами схемы прибора. Благодаря разъемам можно заменять в приборах отдельные печатные платы и целые модули, обеспечивая тем самым гибкость схемной реализации электронного оборудования. Промышленность выпускает самые разнообразные разъемы, различающиеся по форме и размерам.

Штеккерные резъемы. Простейший разъем (однополюсная вилка с гнездом) представляет собой штырьевой или плоский («банановый») контакт и используется в универсальных измерительных приборах, источниках питания и т.п. Такие разъемы легко достать, они недороги, но, пожалуй, не так полезны на практике, как коаксиальные резъемы для экранированного кабеля или многоконтактные разъемы. Разновидностью простейшего разъема является зажим («крокодил»), который известен в основном тем, что им неудобно пользоваться.

Разъемы для экранированных кабелей. Для предотвращения емкостной связи, а также по ряду других причин, о которых речь пойдет в гл. 13, желательно осуществлять передачу сигнала от одного прибора к другому по экранированному коаксиальному кабелю. Наиболее распространены цилиндрические разъемы (типа BNC), которые устанавливают на передней панели приборов. Сочленение частей разъема осуществляется при помощи резьбового соединения путем поворота на 90°, при этом замыкается как экранирующая цепь (земля), так и цепь сигнала. Этот разъем, как и всякий другой, служит для подключения к прибору кабеля, поэтому он состоит из двух сочленяющихся частей, одна из которых устанавливается на панели прибора, а другая присоединяется к кабелю (рис. 1.102).

К этому семейству разъемов для коаксиальных кабелей относятся: разъемы типа TNC (ближайший родственник разъема типа BNC, но с резьбой на корпусе), хороший, но громоздкий разъем типа N,

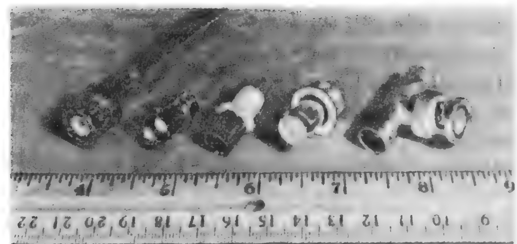


Рис. 1.102. Для экранированного (коаксиального) кабеля чаще всего используют разъемы типа BNC. Слева направо: гнездо разъема, соединенное с кабелем; стандартная вилка, которая устанавливается на панели прибора; две вилки с изолирующей вставкой; Т-образный разъем типа BNC (очень удобная вещь).

миниатюрный разъем типа SMA, субминиатюрный разъем типа LEMO и SMC, и разъем типа MHV, представляющий собой разновидность разъема типа BNC, предназначенную для высоковольтных цепей. Так называемый граммофонный разъем, используемый в схемах звуковых частот, представляет собой яркий пример плохой конструкции – при соединении частей разъема сигнальная цепь замыкается раньше, чем экранирующая; более того, конструкция разъема такова, что и экранирующая, и центральная части разъема, как правило, обеспечивают плохой контакт. А результат плохого контакта вы без сомнения слышали! Чтобы не отстать, телевизионная промышленность выпустила свой собственный плохой стандарт, «коаксиальный разъем» типа F – в нем на штырь разъема, соединяемого с кабелем, выводится внешний провод коаксиального кабеля, и очень некачественно сделан экран на той части, которая устанавливается на панели прибора.

Многоконтактные разъемы. Для электронных приборов очень часто нужны многожильные кабели и соответственно многоконтактные разъемы. Промышленность выпускает десятки типов таких разъемов. Простейшим является разъем для 3-жильного провода. К числу наиболее распространенных относятся также субминиатюрные разъемы типа *D* из серии разъемов Winchester MRA, уже давно испытанные и заслужившие доверие разъемы типа MS, а также разъемы для гибкого кабеля (рис. 1.103). Имейте в виду, что некоторые разъемы требуют осторожного обращения, например миниатюрные шестиугольные разъемы, которые нельзя ронять на пол, а в некоторых нет никакого приспособления, фиксирующего взаимное положение частей разъема (это относится, например, к разъемам серии Jones 300).

Торцевые разъемы для печатных плат. Для печатных плат чаще всего используются торцевые разъемы, состоящие из гнезда и вилки с позолоченными штырьевыми контактами, устанавливаемой на торце платы. Выпускаемые промышленностью торцевые разъемы имеют от 15 до 100 контактов и различное конструктивное оформление. Разъемы можно устанавливать на специальной плате, печатный монтаж которой обеспечивает соединение отдельных печатных плат устройства. В схемах, состоящих всего из нескольких печатных плат, могут потребоваться вилки разъемов для печатных плат и гнезда кабельных разъемов (в гл. 12 приведены некоторые фотографии, на которых видны примеры использования разъемов).

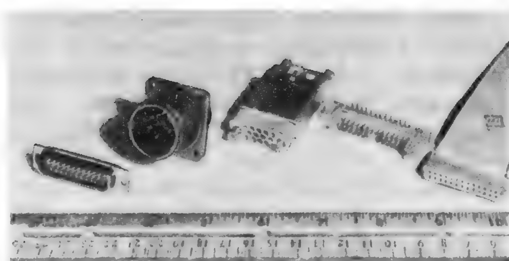


Рис. 1.103. Некоторые многоконтактные разъемы. Слева направо: малогабаритный *D*-образный разъем, выпускаемый как для кабелей, так и для установки на панелях приборов; количество контактов: 9, 15, 25, 37 или 50; старый, заслуженный разъем типа MS, выпускается с разнообразным количеством контактов и в различном конструктивном оформлении, некоторые разновидности предназначены для коаксиальных кабелей; миниатюрный разъем (типа Winchester MRA) с фиксирующими винтами, выпускается несколько разновидностей, различающихся габаритными размерами; разъем для печатных плат, гнездо предназначено для гибкого кабеля.

1.33. Индикаторы

Измерительные приборы. Значения напряжения или тока можно определять с помощью стрелочных показывающих приборов или по цифровым индикаторам. Последние, конечно, более дороги, но они имеют и более высокую точность. Промышленность выпускает измерительные приборы и первого, и второго типа как для токов, так и для напряжений. Выпускаются также уникальные датчики для приборных досок, которые позволяют определять значения уровня громкости (по децибельной шкале звука), большие значения напряжения переменного тока

(от 105 до 130 В), значения температуры (с помощью термопары), процентной нагрузки мотора, частоты и т. д. В цифровых датчиках часто предусмотрены логические выходы, которые позволяют использовать показания датчика для ввода в какой-либо другой прибор.

Лампы и светодиоды. Представим себе картинку из научно-фантастического фильма – вспышки света, экраны, заполненные таинственными и непонятными цифрами и символами, жуткие звуки ... И все эти эффекты, за исключением звуковых, создаются с помощью ламп и дисплеев (см. разд. 9.10). В качестве индикаторов для лицевых панелей приборов долгое время использовали небольшие лампы накаливания, теперь им на смену пришли светодиоды. Они ведут себя как обычные диоды, но прямое напряжение для них составляет от 1,5 до 2,5 В. Когда светодиод открыт, через него протекает ток и он излучает свет. Для получения достаточной яркости света обычно требуется ток от 5 до 20 мА. Светодиоды дешевле, чем лампы накаливания, никогда не перегорают и бывают трех цветов (красные, желтые и зеленые). Поступают в продажу в удобном для использования виде.

Светодиоды используются также в цифровых дисплеях, например, в калькуляторах находит применение 7-сегментный цифровой дисплей. Для отображения и букв, и цифр (алфавитно-цифровой дисплей) можно использовать 16-сегментный или матричный дисплей. Для маломощных схем или схем, предназначенных для работы на улице, лучше всего использовать дисплей на жидких кристаллах.

1.34. Переменные компоненты

Резисторы. Переменные резисторы или потенциометры используют для регулирования в схемах, их ручки часто выводят на панели приборов. Наиболее распространенным является потенциометр типа АВ, рассчитанный на мощность до 2 Вт; этот потенциометр изготовлен из того же материала, что и постоянный композитный резистор, и имеет скользящий контакт. Потенциометры других типов изготовляют из керамических материалов и пластиков; они обладают улучшенными характеристиками. Более высоким разрешением и более высокой линейностью обладают многооборотные потенциометры (3,5 или 10 оборотов). В ограниченном количестве промышленность выпускает также сблокированные потенциометры (несколько независимых секций, собранных на одной оси) для тех областей применения, где нужны именно такие потенциометры.

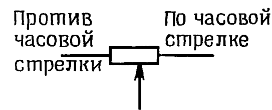


Рис. 1.104. Потенциометр (переменный резистор с тремя выводами).

Потенциометры, о которых шла речь, устанавливают чаще всего на лицевых панелях приборов, внутри же приборов устанавливают *подстроечные потенциометры*, которые также бывают одно- и многооборотными и могут быть установлены на платах с печатным монтажом. Они используются, например, при калибровке прибора, которая выполняется «раз и навсегда». Полезный совет: не поддавайтесь соблазну установить в схеме побольше потенциометров. Лучше потратить больше сил на разработку, чем на регулировку.

На рис. 1.104 показано условное обозначение потенциометра. Обозначения «по часовой стрелке» и «против часовой стрелки» указывают направление вращения.

И еще один совет по работе с переменными резисторами: не стремитесь к тому, чтобы заменить потенциометром резистор с определенным сопротивлением. Соблазн, конечно, велик – ведь с помощью потенциометра можно установить такое значение сопротивления, какое хочется. Вся беда в том, что стабильность потенциометра ниже, чем стабильность хорошего (1%) резистора и, кроме того, потенциометры не дают хорошего разрешения (т. е. с их помощью нельзя точно

установить значение сопротивления). Если на каком-либо участке схемы нужно установить точное значение сопротивления, воспользуйтесь сочетанием прецизионного резистора (1% и выше) и потенциометра, причем большая часть сопротивления должна определяться постоянным резистором. Например, если нужно получить сопротивление 23,4 кОм, воспользуйтесь последовательным соединением постоянного резистора с сопротивлением 22,6 кОм (точность 1%) и подстроечного потенциометра с сопротивлением 2 кОм. Можно также использовать последовательное соединение нескольких прецизионных резисторов, в котором самый маленький по величине резистор дополняет полное сопротивление до нужного точного значения.

В дальнейшем вы узнаете, что в некоторых случаях в качестве переменных резисторов, управляемых напряжением, можно использовать полевые транзисторы. Транзисторы можно использовать в качестве усилителей с переменным коэффициентом усиления, управляемым напряжением. Все эти идеи могут сослужить вам добрую службу в будущем, не оставляйте их без внимания.

Конденсаторы. Переменные конденсаторы имеют, как правило, небольшие емкости (до 100 пФ) и используются в радиочастотных схемах. Подстроечные конденсаторы бывают двух типов – для внутрисхемных и внешних регулировок. На рис. 1.105 показано условное обозначение переменного конденсатора.

Диоды, к которым приложено обратное напряжение, можно использовать в качестве переменных конденсаторов, управляемых напряжением; такие диоды называют варикапами, варакторами или параметрическими диодами. Наиболее широко они используются на радиочастотах, особенно при автоматической регулировке частоты, в модуляторах и параметрических усилителях.

Индуктивности. Переменная индуктивность представляет собой катушку, в которой перемещается сердечник. Такие катушки обычно имеют индуктивность от нескольких микрогенри до нескольких генри и диапазон настройки 2:1. Промышленность выпускает также поворотный индуктор (состоит из катушки без сердечника и вращающегося скользящего контакта).

Трансформаторы. Переменные трансформаторы очень полезны для практического применения, особенно те из них, которые работают от силовой сети с напряжением 115 В переменного тока. Их называют автотрансформаторами, и они состоят из одной обмотки и скользящего контакта. Их называют еще вариаками, а выпускают их такие фирмы, как Technipower, Superior Electric и др. Формируемое ими выходное напряжение переменного тока меняется от 0 до 135 В при входном напряжении 115 В, ток нагрузки 1 – 20 А и выше. Автотрансформаторы нужны для измерительных приборов, на которые могут влиять колебания в питающем напряжении. Замечание: учтите, что выход автотрансформатора не изолирован электрически от силовой линии, как в случае с трансформатором.

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УПРАЖНЕНИЯ

(1) Для делителя напряжения, изображенного на рис. 1.106, составьте эквивалентную схему (источник тока и параллельный резистор). Покажите, что выходное напряжение эквивалентной схемы равно выходному напряжению реальной схемы при подключении в качестве нагрузки резистора сопротивлением 5 кОм.

(2) Для схемы, изображенной на рис. 1.107, составьте эквивалентную. Совпадают ли значения эквивалент-

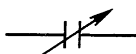


Рис. 1.105. Переменный конденсатор.

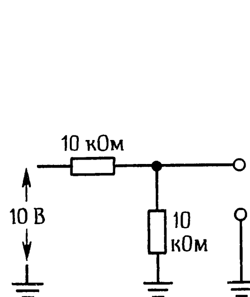


Рис. 1.106.

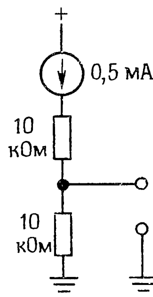


Рис. 1.107.

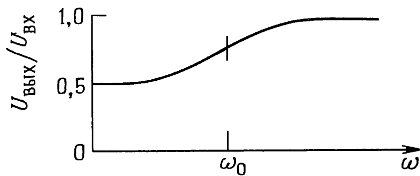


Рис. 1.108.

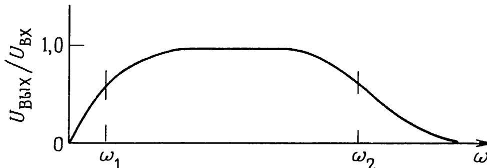


Рис. 1.109.

ных параметров в этом примере и в схеме на рис. 1.106?

(3) Разработайте схему фильтра звуковых частот, который бы подавлял «грохот». Он должен пропускать частоты выше 20 Гц (точка −3 дБ должна соответствовать частоте 10 Гц). Считайте, что источник имеет нулевой импеданс (идеальный источник напряжения), а нагрузка (минимальная) имеет сопротивление 10 кОм (принимая во внимание это условие, можно выбрать значения R и C таким образом, чтобы нагрузка не оказывала существенного влияния на работу фильтра).

(4) Разработайте схему фильтра звуковых частот, который бы ослаблял шипение иглы (точке −3 дБ соответствует частота 10 кГц). Источник и импеданс имеют те же параметры, что в упражнении 3.

(5) Как из резисторов и конденсаторов собрать фильтр, чтобы он имел такую характеристику, как показанная на рис. 1.108?

(6) Разработайте схему широкополосного RC-фильтра (рис. 1.109): частоты f_1 и f_2 соответствуют спаду −3 дБ. Подберите полные сопротивления так, чтобы второй каскад не оказывал существенного влияния как нагрузка на первый каскад.

(7) Изобразите график выходного напряжения для схемы, представленной на рис. 1.110.

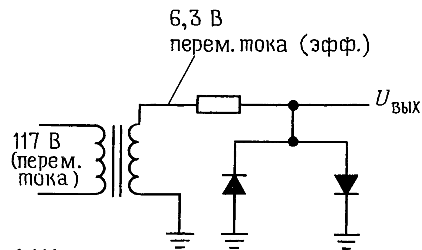


Рис. 1.110.

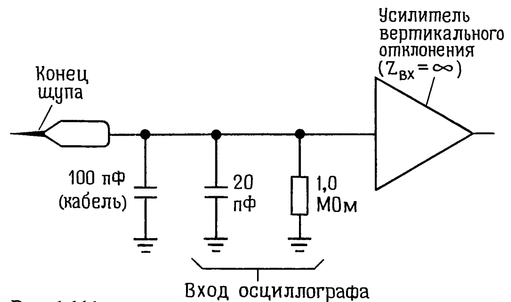


Рис. 1.111.

(8) Разработайте схему щупа осциллографа с масштабным коэффициентом 1 : 10 (см. приложение А). Входной импеданс осциллографа определяется сопротивлением 1 МОм и параллельной емкостью 20 пФ. Допустим, что кабель щупа вносит дополнительную емкость 100 пФ, а все элементы установлены на конце щупа (а не на том конце кабеля, который соединяется с осциллографом) (рис. 1.111). Схема должна давать ослабление 20 дБ (10) на всех частотах, включая сигналы постоянного тока. Щуп с масштабным коэффициентом 1 : 10 позволяет увеличить полное сопротивление нагрузки, подключаемой к испытуемой схеме, тем самым удается уменьшить влияние нагрузки на эту схему. Каким входным импедансом (параллельное соединение R и C) обладает щуп по отношению к тестируемой схеме?

ГЛАВА 2

ТРАНЗИСТОРЫ

ВВЕДЕНИЕ

Транзистор – это один из основных «активных» компонентов. Он представляет собой устройство, которое может усиливать входной сигнал по мощности. Увеличение мощности сигнала происходит за счет внешнего источника питания. Отметим, что увеличение амплитуды сигнала не является в данном случае определяющим. Так, например, повышающий трансформатор – «пассивный» компонент, такой же, как резистор или конденсатор, обеспечивает усиление по напряжению, но не может усилить сигнал по мощности. Устройства, которые обладают свойством усиления по мощности, характеризуются способностью к генерации, обусловленной передачей выходного сигнала обратно на вход.

Изобретателей транзистора когда-то заинтересовала именно способность устройства усиливать сигнал по мощности. Для начала они соорудили с помощью транзистора усилитель звуковых частот для громкоговорителя и убедились, что на выходе сигнал больше, чем на входе.

Транзистор является неотъемлемой частью всякой электронной схемы, начиная от простейшего усилителя или генератора до сложнейшей цифровой вычислительной машины. Интегральные схемы (ИС), которые в основном заменили схемы, собранные из дискретных транзисторов, представляют собой совокупности транзисторов или других компонентов, построенные на едином кристалле полупроводникового материала.

Обязательно следует разобраться в том, как работает транзистор, даже если вам придется пользоваться в основном интегральными схемами. Дело в том, что, для того чтобы собрать электронное устройство из интегральных схем и подключить его к внешним цепям, необходимо знать входные и выходные характеристики каждой используемой ИС. Кроме того, транзистор служит основой построения межсоединений, как внутренних (между ИС), так и внешних. И наконец, иногда (и даже довольно часто) случается, что подходящей ИС промышленность не выпускает и приходится прибегать к схемам, собранным из дискретных компонентов. Как вы сами вскоре убедитесь, транзисторы сами по себе очень интересны, и ознакомление с их работой доставит вам удовольствие.

Мы будем рассматривать транзисторы совершенно не так, как авторы других книг. Обычно изучая транзистор, пользуются его эквивалентной схемой и *h*-параметрами. На наш взгляд, такой подход сложен и надуман. И дело не только в том, что, глядя на мудреные уравнения, вы едва ли поймете, как работает схема, скорее всего вы будете иметь смутное представление о параметрах транзистора, их значениях и самое главное диапазонах изменения.

Мы предлагаем вам другой подход. В этой главе мы построим простую модель транзистора и с ее помощью создадим несколько схем. Как только начнут проявляться ограничения модели, дополним ее с учетом уравнений Эберса–Молла. Полученная таким образом модель даст правильное представление о работе транзистора; с ее помощью вы сможете создавать самые хорошие схемы, не прибегая к большим расчетам. Кроме того, характеристики ваших схем не будут серьезно зависеть от таких неуправляемых параметров транзистора как, например, коэффициент усиления по току.

И наконец, несколько слов о принятых

в инженерной практике условностях. Напряжение на выводе транзистора, взятое по отношению к потенциалу земли, обозначается буквенным индексом (К, Б или Э): например, $U_к$ – это напряжение на коллекторе. Напряжение между выводами обозначается двойным индексом, например, $U_{БЭ}$ – это напряжение между базой и эмиттером. Если индекс образован двумя одинаковыми буквами, то это – напряжение источника питания: $U_{КК}$ – это напряжение питания (обычно положительное) коллектора, $U_{ЭЭ}$ – напряжение питания (обычно отрицательное) эмиттера.

2.01. Первая модель транзистора: усилитель тока

Итак, начнем. Транзистор – это электронный прибор, имеющий три вывода (рис. 2.1). Различают транзисторы *n–p–n*- и *p–n–p*-типа. Транзисторы *n–p–n*-типа подчиняются следующим правилам (для транзисторов *p–n–p*-типа правила сохраняются, но следует учесть, что полярности напряжений должны быть изменены на противоположные):

1. Коллектор имеет более положительный потенциал, чем эмиттер.

2. Цепи база–эмиттер и база–коллектор работают как диоды (рис. 2.2). Обычно диод база–эмиттер открыт, а диод база–коллектор смещен в обратном направлении, т. е. приложенное напряжение препятствует протеканию тока через него.

3. Каждый транзистор характеризуется максимальными значениями $I_К$, $I_Б$, и $U_{КЭ}$. За превышение этих значений приходится расплачиваться новым транзистором (типичные значения приведены в табл. 2.1). Следует помнить и о предельных значениях других параметров, например рассеиваемой мощности ($I_{КЭ} U_{КЭ}$), температуры, $U_{БЭ}$ и др.

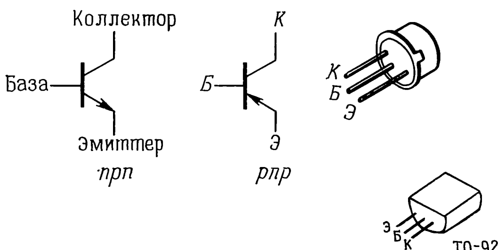


Рис. 2.1. Условные обозначения транзистора и маленькие транзисторные модули.

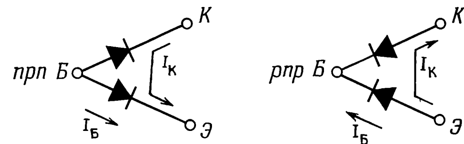


Рис. 2.2. Выводы транзистора с точки зрения омметра.

4. Если правила 1–3 соблюдены, то ток $I_К$ прямо пропорционален току $I_Б$ и можно записать следующее соотношение:

$$I_К = h_{21Э} I_Б = \beta I_Б,$$

где $h_{21Э}$ – коэффициент усиления по току (обозначаемый также β), обычно составляет около 100. Токи $I_К$ и $I_Э$ втекают в эмиттер. Замечание: коллекторный ток не связан с прямой проводимостью диода база–коллектор; этот диод смещен в обратном направлении. Будем просто считать, что «транзистор так работает».

Правило 4 определяет основное свойство транзистора: небольшой ток базы управляет большим током коллектора.

Запомните: параметр $h_{21Э}$ нельзя назвать «удобным»; для различных транзисторов одного и того же типа его величина может изменяться от 50 до 250. Он зависит также от тока коллектора, напряжения между коллектором и эмиттером, и температуры. *Схему можно считать плохой, если на ее характеристики влияет величина параметра* $h_{21Э}$.

Рассмотрим правило 2. Из него следует, что напряжение между базой и эмиттером нельзя увеличивать неограниченно, так как если потенциал базы будет превышать потенциал эмиттера более чем на 0,6–0,8 В (прямое напряжение диода), то возникнет очень большой ток. Следовательно, в работающем транзисторе напряжения на базе и эмиттере связаны следующим соотношением: $U_Б \cong U_Э + 0{,}6$ В ($U_Б = U_Э + U_{БЭ}$). Еще раз уточним, что полярности напряжений указаны для транзисторов *n–p–n*-типа, их следует

изменить на противоположные для транзисторов *p-n-p*-типа.

Обращаем ваше внимание на то, что, как уже отмечалось, ток коллектора не связан с проводимостью диода. Дело в том, что обычно к диоду коллектор–база приложено обратное напряжение. Более того, ток коллектора очень мало зависит от напряжения на коллекторе (этот диод подобен небольшому источнику тока), в то время как прямой ток, а следовательно, и проводимость диода резко увеличиваются при увеличении приложенного напряжения.

НЕКОТОРЫЕ ОСНОВНЫЕ ТРАНЗИСТОРНЫЕ СХЕМЫ

2.02. Транзисторный переключатель

Рассмотрим схему, изображенную на рис. 2.3. Эта схема, которая с помощью небольшого управляющего тока может создавать в другой схеме ток значительно большей величины, называется транзисторным переключателем. Его работу помогают понять правила, приведенные в предыдущем разделе. Когда контакт переключателя разомкнут, ток базы отсутствует. Значит, как следует из правила 4, отсутствует и ток коллектора. Лампа не горит.

Когда переключатель замкнут, напряжение на базе составляет 0,6 В (диод база–эмиттер открыт). Падение напряжения на резисторе базы составляет 9,4 В, следовательно, ток базы равен 9,4 мА. Если, не подумав, воспользоваться правилом 4, то можно получить неправильный результат: $I_К = 940$ мА (для типичного значения $\beta = 100$). В чем же ошибка? Дело в том, что правило 4 действует лишь в том случае, если соблюдено правило 1; если ток коллектора достиг 100 мА, то падение напряжения на лампе составляет 10 В. Для того чтобы ток был еще больше, нужно чтобы потенциал коллектора был меньше потенциала земли. Но транзистор не может перейти в такое состояние. Когда потенциал коллектора приближается к потенциалу земли, транзистор переходит в режим насыщения (типичные значения напряжения насыщения лежат в диапазоне 0,05–0,2 В, см. приложение Ж) и изменение потенциала коллектора прекращается. В нашем случае лампа загорается, когда падение напряжения на ней составляет 10 В.

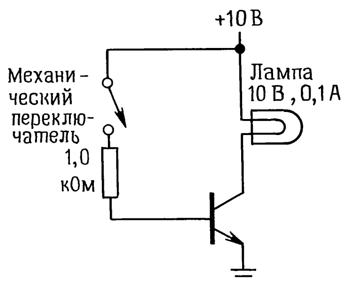


Рис. 2.3. Пример транзисторного переключателя.

Если на базу подается избыточный сигнал (мы использовали ток 9,4 мА, хотя достаточно было бы иметь 1,0 мА), то схема не тратит этот избыток; в нашем случае это очень выгодно, так как через лампу протекает большой ток, когда она находится в холодном состоянии (сопротивление лампы в холодном состоянии в 5–10 раз меньше, чем при протекании рабочего тока). Кроме того, при небольших напряжениях между коллектором и базой уменьшается коэффициент β, а значит, для того чтобы перевести транзистор в режим насыщения, нужен дополнительный ток базы (см. приложение Ж). Иногда к базе подключают резистор (с сопротивлением, например, 10 кОм), для того чтобы при разомкнутом переключателе потенциал базы наверняка был равен потенциалу земли.

Этот резистор не влияет на работу схемы при замкнутом переключателе, так как через него протекает лишь малая доля тока (0,06 мА).

При разработке транзисторных переключателей вам пригодятся следующие рекомендации:

1. Сопротивление резистора в цепи базы лучше брать поменьше, тогда избыточный базовый ток будет больше. Эта рекомендация особенно полезна для схем, управляющих включением ламп; так как при низком значении $U_{КЭ}$ уменьшается и коэффициент β. О ней следует помнить

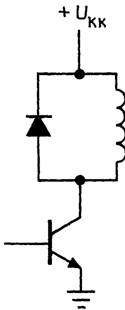


Рис. 2.4. При подключении индуктивной нагрузки следует всегда использовать подавляющий диод.

и при разработке быстродействующих переключателей, так как на очень высоких частотах (порядка мегагерц) проявляются емкостные эффекты и уменьшается значение коэфициента β. Для увеличения быстродействия к базовому резистору параллельно подключают конденсатор.

2. Если потенциал нагрузки по какой-либо причине меньше потенциала земли (например, если на нагрузке действует напряжение переменного тока или она индуктивна), то параллельно коллекторному переходу следует подключить диод (можно также использовать диод, включенный в обратном направлении по отношению к положительному потенциалу питания), тогда цепь коллектор–база не будет проводить ток при отрицательном напряжении на нагрузке.

3. При использовании индуктивных нагрузок транзистор следует предохранять с помощью диода, подключенного к нагрузке, как показано на рис. 2.4. Если переключатель разомкнут, то в отсутствие диода на коллекторе будет действовать большое положительное напряжение, скорее всего превышающее значение напряжения пробоя для цепи коллектор–эмиттер. Это связано с тем, что индуктивность стремится сохранить ток включенного состояния, протекающий от источника $U_{КК}$ к коллектору (вспомните свойства индуктивностей в разд. 1.31).

Транзисторные переключатели позволяют производить переключение очень быстро, время переключения измеряется обычно долями микросекунд. С их помощью можно переключать несколько схем одним управляющим сигналом. Еще одно достоинство транзисторных переключателей состоит в том, что они дают возможность производить дистанционное «холодное» переключение, при котором на переключатели поступают только управляющие сигналы постоянного тока. (Если «гонять» сами переключаемые мощные сигналы, то при передаче их по кабелям могут возникать емкостные выбросы, а сигналы могут сильно ослабляться).

Транзистор в образе человека. Рис. 2.5 дает представление о некоторых ограничениях, свойственных транзистору. Представим себе, что задача человека на рис. 2.5 состоит в том, чтобы обеспечивать выполнение соотношения $I_К = h_{21Э} I_Б$; при этом он может управлять только переменным резистором. Итак, он может создать короткое замыкание в схеме (режим насыщения), или разомкнуть ее (транзистор в выключенном состоянии), или создать какое-то промежуточное состояние; он не имеет права использовать батареи, источники тока и т. п. Не следует, однако, думать, что коллектор транзистора на самом деле похож на резистор. Это не так. Человек старается сделать так, чтобы через него все время

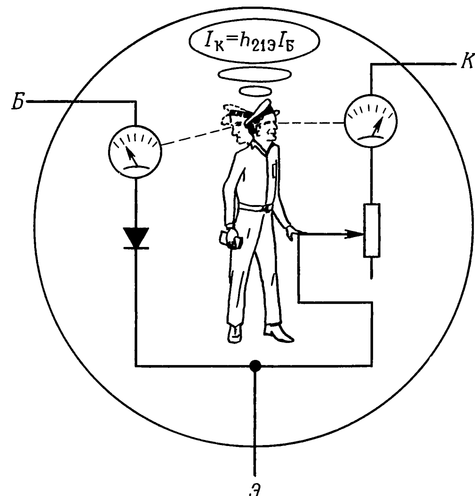


Рис. 2.5. «Транзисторный человек» следит за током базы и регулирует выходной реостат для того, чтобы выходной ток был в $h_{21Э}$ больше тока базы.

протекал постоянный неизменный ток (величина этого тока зависит от приложенного к базе напряжения).

Следует помнить, что в любой заданный момент времени транзистор может: а) быть в режиме отсечки, т. е. выключиться (отсутствует ток коллектора); б) находиться в активном режиме (небольшой ток коллектора, напряжение на коллекторе выше, чем на эмиттере); в) перейти в режим насыщения (напряжение на коллекторе приблизительно равно напряжению на эмиттере). Более подробно режим насыщения транзистора описан в приложении Ж.

2.03. Эмиттерный повторитель

На рис. 2.6 показан эмиттерный повторитель. Он назван так потому, что выходной сигнал снимается с эмиттера, напряжение на котором равно напряжению на входе (на базе) минус падение напряжения на диоде (на переходе база–эмиттер): $U_Э = U_Б - 0{,}6$ В. Выходной сигнал по форме повторяет входной, но уровень его напряжения на 0,6–0,7 В ниже. Для приведенной схемы входное напряжение $U_{вх}$ должно составлять по крайней мере 0,6 В, иначе выходное напряжение будет равно потенциалу земли. Если к эмиттерному резистору подключить источник отрицательного напряжения, то входной сигнал может быть отрицательным. Обратите внимание, что в эмиттерном повторителе отсутствует резистор в коллекторной цепи.

На первый взгляд эта схема может показаться бесполезной, но дело в том, что ее входной импеданс значительно

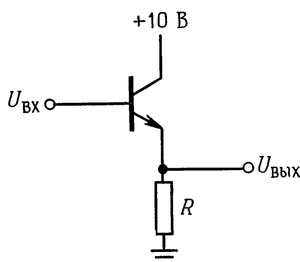


Рис. 2.6. Эмиттерный повторитель.

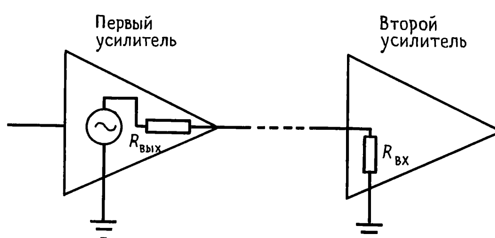


Рис. 2.7. Представим «нагрузку» схемы как делитель напряжения.

больше, чем выходной. Из этого следует, что источник входного сигнала будет отдавать меньшую мощность, если нагрузку подключить к нему не непосредственно, а через эмиттерный повторитель. Поэтому обладающий внутренним импедансом источник (имеется в виду его эквивалентная схема) может через повторитель работать на нагрузку, которая обладает сравнимым или даже более низким импедансом, без потери амплитуды сигнала (эта потеря неизбежна при прямом включении из-за эффекта делителя напряжения). Иными словами, эмиттерный повторитель обеспечивает усиление по току, хотя и не дает усиления по напряжению. Он также обеспечивает усиление по мощности. Как видите, усиление по напряжению – это еще не все!

Импеданс источника и нагрузки. Последнее замечание очень важно, поэтому задержим на нем свое внимание, прежде чем приступить к вычислениям, связанным со свойствами эмиттерных повторителей. При анализе электронных схем всегда стремятся связать выходную величину с какой-либо входной, как например на рис. 2.7. В качестве источника сигнала может выступать выход усилительного каскада (с эквивалентным последовательным импедансом $\mathbf{Z}_{вых}$), к которому подключен еще один каскад или нагрузка (обладающая входным импедансом $\mathbf{Z}_{вх}$). Вообще говоря, нагрузочный эффект следующего каскада проявляется в ослаблении сигнала, о чем шла речь ранее в разд. 1.05. В связи с этим обычно стремятся к тому, чтобы выполнялось условие $Z_{вых} \ll Z_{вх}$ (практическое правило рекомендует использовать коэффициент 10, что на самом деле весьма удобно).

В некоторых случаях вполне можно пренебречь этим общим требованием для обеспечения стабильности источника по отношению к нагрузке. В частности, если нагрузка подключена всегда (например, входит в состав схемы) и если она представляет собой известную и постоянную величину $\mathbf{Z}_{вх}$, то нет ничего опасного в том, что она «нагружает» источник. Тем не менее, хуже не будет, если уровень сигнала не изменяется при подключении нагрузки. Кроме того, если $Z_{вх}$ изменяется при изменении уровня сигнала, то стабильный источник ($Z_{вых} \ll Z_{вх}$) обеспечивает линейность, а делитель напряжения дает искажение линейной зависимости.

Наконец, в двух случаях условие $Z_{вых} \ll Z_{вх}$ соблюдать просто нельзя: в радиочастотных схемах импедансы обычно выравнивают ($Z_{вых} = Z_{вх}$) по причине, которую мы объясним в гл. 14. Второе исключение относится к случаю, когда передаваемым сигналом является не напряжение, а ток. В этом случае ситуация меняется на противоположную, и нужно стремиться к выполнению условия $Z_{вх} \ll Z_{вых}$ (для источника тока $Z_{вых} = \infty$).

Входной импеданс и импеданс эмиттерного повторителя. Итак, эмиттерный повторитель обладает способностью согласовывать импедансы источников сигналов и нагрузок. В этом и состоит его назначение.

Давайте подсчитаем входной и выходной импеданс эмиттерного повторителя. Предположим, что в приведенной схеме в качестве нагрузки выступает резистор R (на практике иногда так и бывает, в других случаях нагрузку подключают параллельно резистору R, но при параллельном соединении преобладает сопротивление R). Пусть напряжение на базе изменилось на величину $\Delta U_Б$; соответствующее напряжение на эмиттере составит $\Delta U_Э = \Delta U_Б$. Определим изменение тока эмиттера: $\Delta U_э = \Delta U_б/R$, равное $\Delta I_б = [1/(h_{21Э} + 1)]\,\Delta I_э = \Delta U_б/R\,(h_{21э} + 1)$ (с учетом того, что $I_э = I_к + I_б$). Входное сопротивление схемы равно $\Delta U_б/\Delta I_б$, следовательно,

$$r_{вх} = (h_{21э} + 1)\,R.$$

Коэффициент β ($h_{21э}$) обычно имеет значение около 100, поэтому подключение нагрузки с небольшим импедансом приводит к тому, что импеданс со стороны базы становится очень большим; с такой нагрузкой схеме легко работать.

В выполненном только что преобразовании, как и в гл. 1, мы использовали для обозначения некоторых величин строчные буквы, например $h_{21Э}$, тем самым мы указали, что имеем дело с приращениями (малыми сигналами). Чаще всего нас интересует изменение напряжения (или тока) в схеме, а не постоянные значения (или значения по постоянному току) этих величин. Очень часто эти изменения малых сигналов и представляют собой реальный сигнал, например в усилителе звуковых частот, который имеет устойчивое «смещение» по постоянному току (см. разд. 2.05). Различие между коэффициентом усиления по постоянному току ($h_{21э}$) и коэффициентом усиления по току для малого сигнала $h_{21э}$ не всегда очевидно, и для того, и для другого случая используют понятие коэффициента усиления β. Если учесть, что $h_{21э} \cong h_{21э}$ (за исключением очень высоких частот) и в большинстве случаев интерес представляет не точное, а приблизительное значение этого коэффициента, то использование коэффициента β вполне допустимо.

В полученном соотношении фигурируют активные сопротивления, однако его можно обобщить и распространить на комплексные импедансы, если переменные $\Delta U_б$, $\Delta I_б$ и др. заменить их комплексными представлениями. В результате получим правило преобразования импедансов для эмиттерного повторителя:

$$\mathbf{Z}_{вх} = (h_{21э} + 1)\,\mathbf{Z}_{нагр}.$$

Проделав аналогичные преобразования, найдем выходной импеданс эмиттерного повторителя $Z_{вых}$ (импеданс со стороны эмиттера) при использовании источника сигнала с внутренним импедансом $\mathbf{Z}_{ист}$:

$$\mathbf{Z}_{вых} = \mathbf{Z}_{ист}/(h_{21э} + 1).$$

Строго говоря, в выходной импеданс схемы надо включить и сопротивление

параллельного резистора R, но $Z_{вых}$ (импеданс со стороны эмиттера) играет основную роль.

Упражнение 2.1. Покажите, что приведенное выше соотношение справедливо. Подсказка: найдите изменение выходного тока при фиксированном напряжении источника и заданном изменении выходного напряжения. Учтите, что напряжение источника подается на базу через его последовательно включенное внутреннее сопротивление.

Благодаря таким полезным свойствам эмиттерные повторители находят широкое практическое применение, например при создании внутри схем (или на их выходе) источников сигналов с низким импедансом, при получении стабильных эталонных напряжений на основе эталонных источников с высоким импедансом (сформированных, скажем, с помощью делителей напряжения) и для изоляции источников сигналов от влияния последующих каскадов.

Упражнение 2.2. На основе эмиттерного повторителя, к базе которого подключен делитель напряжения, создайте схему источника напряжения +5 В при условии, что используется стабилизированный источник напряжения питания +15 В. Ток нагрузки (максимальный) равен 25 мА. Сопротивление резисторов следует выбрать так, чтобы при подключении полной нагрузки напряжение на выходе изменялось не более чем на 5%.

Некоторые замечания по поводу эмиттерных повторителей. 1. Отметим (разд. 2.01, правило 4), что транзистор *n–p–n*-типа в эмиттерном повторителе может только отдавать ток. Например, для схемы, показанной на рис. 2.8, выходное напряжение в положительной полуплоскости из-

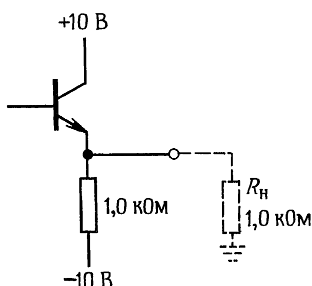


Рис. 2.8. Из эмиттерного повторителя *n–p–n*-типа может вытекать большой ток, который будет протекать через транзистор, втекать же может ограниченное количество тока и лишь через эмиттерный резистор.

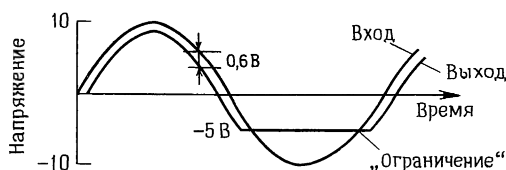
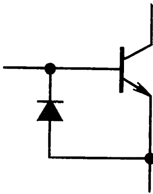


Рис. 2.9. Эмиттерный повторитель *n–p–n*-типа как схема формирования асимметричного токового сигнала.

меняется в пределах напряжения насыщения транзистора $U_{кк}$ (что составляет +9,9 В), в отрицательной полуплоскости оно ограничено значением −5 В. Это связано с тем, что при увеличении отрицательного напряжения на входе транзистор в определенный момент просто выключается, напряжение на входе составляет при этом −4,4 В, а не выходе −5 В. Дальнейшее увеличение отрицательного напряжения на входе приводит лишь к обратному смещению перехода база–эмиттер, но на выходе это никак не проявляется. Выходной сигнал для входного синусоидального напряжения с амплитудой 10 В показан на рис. 2.9.

Можно также рассматривать поведение эмиттерного повторителя, исходя из того, что он обладает небольшим выходным импедансом для малого сигнала (динамический импеданс). Его выходной импеданс для большого сигнала может быть значительно больше (равен $R_э$). Изменение импеданса от первого значения ко второму происходит в тот момент, когда транзистор выходит из активного режима (в нашем примере при напряжении на выходе −5 В). Иначе говоря, небольшой выходной импеданс для малого сигнала не означает еще, что схема может создавать большой сигнал на низкоомной нагрузке. Если схема имеет небольшой выходной импеданс для малого сигнала, то из этого не следует, что она обладает способностью передавать в нагрузку большой ток.

Для того чтобы преодолеть ограничение, присущее схеме эмиттерного повторителя, можно, например, в эмиттерной цепи использовать резистор с меньшим сопротивлением (тогда на резисторе и транзисторе будет рассеиваться большая


Рис. 2.10. Диод предохраняет переход база–эмиттер от пробоя.

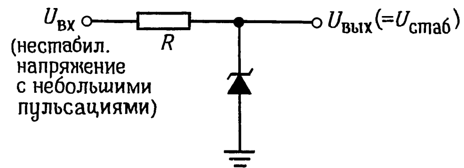


Рис. 2.11. Простой стабилизатор напряжения на основе зенеровского диода.

мощность), или использовать двухтактную схему, в которой два транзистора (*n–p–n*-типа и *p–n–p*-типа) взаимно дополняют друг друга (разд. 2.15). Проблемы такого рода возникают также в тех случаях, когда нагрузка эмиттерного повторителя имеет внутри собственный источник напряжения или тока. Примером такой схемы служит стабилизированный источник питания (на выходе которого стоит обычно эмиттерный повторитель), работающий на схему, содержащую собственный источник питания.

2. Не забывайте, что напряжение пробоя перехода база–эмиттер для кремниевых транзисторов невелико и часто составляет всего 6 В. Входные сигналы, имеющие достаточно большую амплитуду для того, чтобы вывести транзистор из состояния проводимости, могут вызвать пробой перехода (и последующее уменьшение значения коэффициента $h_{21э}$). Для предохранения от пробоя можно использовать диод (рис. 2.10).

3. Коэффициент усиления по напряжению для эмиттерного повторителя имеет значение чуть меньше 1,0, так как падение напряжения на переходе база–эмиттер фактически не является постоянным, а немного зависит от коллекторного тока. Далее в этой главе мы вернемся к этому вопросу, когда будем рассматривать уравнение Эберса–Молла.

2.04. Использование эмиттерных повторителей в качестве стабилизаторов напряжения

Простейшим стабилизатором напряжения служит обычный зенеровский диод-стабилитрон (рис. 2.11). Через него должен протекать некоторый ток, поэтому нужно обеспечить выполнение следующего условия:

$$(U_{вх} - U_{вых})/R > I_{вых}\,(\text{макс}).$$

Так как напряжение $U_{вх}$ не стабилизировано, то в формулу нужно поставить наименьшее возможное значение $U_{вх}$. Это пример того, как следует проектировать схему для жестких условий работы. На практике учитывают также допуски на параметры компонентов, предельные значения напряжения в сети и т. п., стремясь предусмотреть наихудшее возможное сочетание всех значений.

На стабилитроне рассеивается мощность:

$$P_{стаб} = [(U_{вх} - U_{вых})/R - I_{вых}]\,U_{вых}.$$

Для того чтобы предусмотреть работу в жестких условиях, при расчете $P_{стаб}$ также следует использовать значения $U_{вх}$ (макс.), R(мин.) и $I_{вых}$(мин.).

Упражнение 2.3. Разработайте стабилизированный источник напряжения ± 10 В для токов нагрузки величиной от 0 до 100 мА; входное напряжение изменяется в пределах от 20 до 25 В. В любых условиях (в том числе и в самых жестких) через стабилитрон должен протекать ток 10 мА. На какую предельную мощность должен быть рассчитан стабилитрон?

Стабилизированный источник с зенеровским диодом, как правило, используют в некритичных схемах или в схемах, где потребляемый ток невелик. Ограничения такой схемы проявляются в следующем:

1. Напряжение $U_{вых}$ нельзя отрегулировать или установить на заданное значение.

2. Стабилитроны имеют конечное динамическое сопротивление, а в связи с этим они не всегда достаточно сильно сглажи-

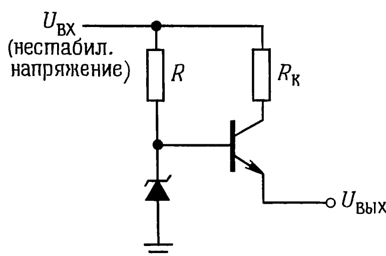


Рис. 2.12. Стабилитрон в сочетании с повторителем обеспечивает увеличение выходного тока.

вают пульсации входного напряжения и влияние изменения нагрузки.

3. При широком диапазоне изменения токов нагрузки приходится выбирать стабилитрон с большой мощностью рассеяния, так как при малом токе нагрузки он должен рассеять на себе значительную мощность, равную максимальной мощности в нагрузке.

На рис. 2.12 представлена улучшенная схема, в которой зенеровский диод отделен от нагрузки эмиттерным повторителем. В такой схеме дела обстоят лучше. Ток стабилитрона теперь относительно независим от тока нагрузки, так как по цепи базы транзистора протекает небольшой ток и мощность, рассеиваемая на стабилитроне, значительно меньше (уменьшение в $h_{21э}$ раз). Резистор $R_к$ можно добавить в схему для того, чтобы он предохранил транзистор от выхода из строя при кратковременном коротком замыкании выхода за счет ограничения тока, и, хотя эмиттерный повторитель нормально работает и без этого резистора, его присутствие в схеме вполне обоснованно. Резистор $R_к$ следует выбирать так, чтобы при максимальном токе нагрузки падение напряжения на нем было меньше, чем на резисторе R.

Упражнение 2.4. Разработайте источник напряжения +10 В, который имел бы такие же параметры, как источник в упражнении 2.3. Используйте в схеме стабилитрон и эмиттерный повторитель. Рассчитайте, какую мощность рассеивают транзистор и стабилитрон в наихудшем случае. Каково процентное изменение тока стабилитрона при переходе от ненагруженного состояния к нагруженному? Сравните эти результаты с результатами предыдущего упражнения.

В ряде вариантов рассмотренной схемы предусматривают меры для снижения

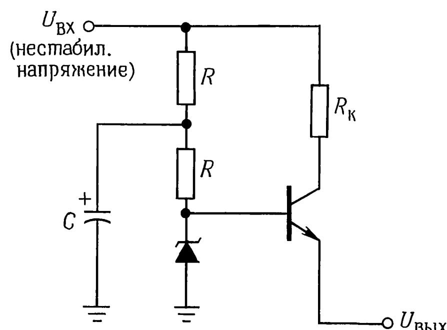


Рис. 2.13. Снижение пульсаций в стабилитроне.

пульсаций тока в стабилитроне (протекающего через резистор R). В частности, может быть использован источник тока для питания стабилитрона. Этот случай мы рассмотрим в разд. 2.06. Другой метод основан на использовании в цепи питания стабилитрона фильтра низких частот (рис. 2.13). Резистор R выбирают так, чтобы обеспечить необходимый ток в стабилитроне. Конденсатор C должен иметь емкость, достаточно большую для того, чтобы выполнялось условие $RC \gg 1/f$. (В одном из вариантов этой схемы верхний резистор заменен диодом).

В дальнейшем вы познакомитесь с более совершенными стабилизаторами, в которых выходное напряжение можно легко и плавно настраивать благодаря обратной связи. Вместе с тем они представляют собой гораздо лучшие источники напряжения, выходные импедансы которых измеряются в миллиомах, температурные коэффициенты – в миллионных долях на °C и т. д.

2.05. Смещение в эмиттерном повторителе

Если на эмиттерный повторитель должен поступать сигнал с предшествующего каскада схемы, то лучше всего подключить его непосредственно к выходу предыдущего каскада, как показано на рис. 2.14. Так как сигнал на коллекторе транзистора T_1 изменяется в пределах диапазона, ограниченного значениями напряжения источников питания, то потенциал базы T_2 всегда заключен между напряжением $U_{КК}$ и потенциалом земли,

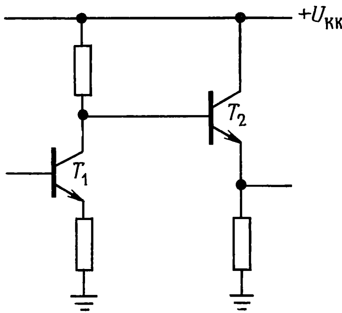


Рис. 2.14.

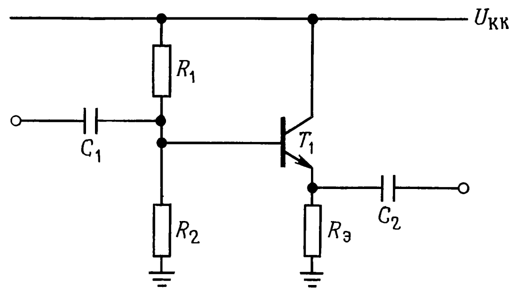


Рис. 2.16. Эмиттерный повторитель со связью по переменному току. Обратите внимание на делитель напряжения в цепи смещения базы.

а следовательно, T_2 находится в активной области (не насыщен и не в отсечке). При этом переход база–эмиттер открыт, а потенциал коллектора, по крайней мере на несколько десятых долей вольта больше, чем потенциал эмиттера. В некоторых случаях вход эмиттерного повторителя и напряжение питания неудачно соотносятся друг с другом, и тогда может возникнуть необходимость в емкостной связи (или связи по переменному току) с внешним источником сигнала (например, это относится к сигнальному входу высококачественного усилителя низкой звуковой частоты). В этом случае среднее напряжение сигнала равно нулю, и непосредственная связь с эмиттерным повторителем приведет к тому, что сигнал на выходе будет изменяться относительно входа, как показано на рис. 2.15.

В эмиттерном повторителе (а фактически в любом транзисторном усилителе) необходимо создать *смещение* для того, чтобы коллекторный ток протекал в течение полного периода сигнала. Проще всего воспользоваться для этого делителем напряжения (рис. 2.16). Резисторы R_1 и R_2 выбраны так, что в отсутствие входного сигнала потенциал базы равен половине разности между напряжением источника $U_{КК}$ и потенциалом земли, т. е. сопротивления R_1 и R_2 равны. Процесс выбора рабочих напряжений в схеме в отсутствие поданных на ее вход сигналов называется установкой рабочей точки или точки покоя. Для этой схемы, как и в большинстве случаев, точку покоя устанавливают так, чтобы на выходе формировался максимальный симметричный сигнал (без ограничений или срезов). Какими должны быть при этом сопротивления резисторов R_1 и R_2? Применяя общий подход (разд. 1.05), допустим, что импеданс источника смещения по постоянному току (импеданс со стороны выхода делителя) мал по сравнению с импедансом нагрузки (импеданс по постоянному току со стороны базы повторителя). Тогда

$$R_1 \| R_2 \ll h_{21э} R_э.$$

Из этого соотношения следует, что ток, протекающий через делитель напряжения, должен быть больше, чем ток, протекающий по цепи базы.

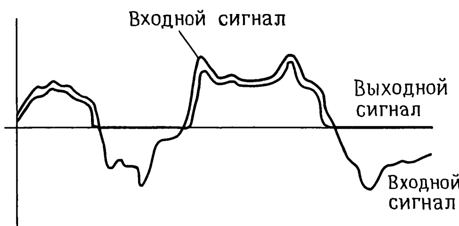


Рис. 2.15. Транзисторный усилитель с положительным источником питания не может генерировать на выходе импульсы отрицательной полярности.

Пример разработки схемы эмиттерного повторителя. В качестве примера разработаем схему эмиттерного повторителя для сигналов звуковой частоты (от 20 Гц до 20 кГц). Напряжение $U_{КК}$ составляет +15 В, ток покоя равен 1 мА.

Шаг 1. Выбор напряжения $U_э$. Для полу-

чения симметричного сигнала без срезов необходимо, чтобы выполнялось условие $U_Э = 0{,}5\,U_{КК}$, или $+7{,}5$ В.

Шаг 2. Выбор резистора $R_Э$. Ток покоя должен составлять 1 мА, поэтому $R_Э = 7{,}5$ кОм.

Шаг 3. Выбор резисторов R_1 и R_2. Напряжение $U_Б$ – это сумма $U_Э + 0{,}6$ В, или 8,1 В. Из этого следует, что сопротивления резисторов R_1 и R_2 относятся друг к другу как 1 : 1,17. Учитывая известный уже нам критерий выбора нагрузки, мы должны подобрать резисторы R_1 и R_2 так, чтобы сопротивление их параллельного соединения составляло приблизительно 75 кОм или меньше (0,1 от произведения 7,5 кОм на $h_{21э}$). Выберем следующие стандартные значения сопротивлений: $R_1 = 130$ кОм, $R_2 = 150$ кОм.

Шаг 4. Выбор конденсатора C_1. Конденсатор C_1 и сопротивление нагрузки источника образуют фильтр высоких частот. Сопротивление нагрузки источника есть параллельное соединение входного сопротивления транзистора со стороны базы и сопротивления делителя напряжения базы. Предположим, что нагрузка схемы велика по сравнению с эмиттерным резистором, тогда входное сопротивление транзистора со стороны базы равно $h_{21э}R_э$, т. е. составляет $\cong 750$ кОм. Эквивалентное сопротивление делителя равно 70 кОм. Тогда нагрузка для конденсатора составляет 63 кОм и емкость конденсатора должна быть равна по крайней мере 0,15 мкФ. В этом случае точке -3 дБ будет соответствовать частота, меньшая чем 20 Гц.

Шаг 5. Выбор конденсатора C_2. Конденсатор C_2 и неизвестный импеданс нагрузки образуют фильтр высоких частот. Мы не ошибемся, если предположим, что импеданс нагрузки не будет меньше $R_Э$. Тогда для того, чтобы точке -3 дБ соответствовало значение частоты, меньшее чем 20 Гц, емкость конденсатора C_2 должна быть равна по крайней мере 1,0 мкФ. Так как мы получили двухкаскадный фильтр высоких частот, то для предотвращения снижения амплитуды сигнала на самой низкой из интересующих нас частот емкости следует взять немного

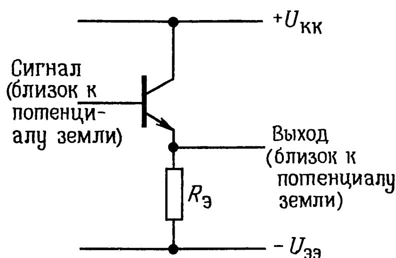


Рис. 2.17. Эмиттерный повторитель со связью по постоянному току с расщепленным источником питания.

побольше. Вполне подойдут следующие значения: $C_1 = 0{,}5$ и $C_2 = 3{,}3$ мкФ.

Эмиттерные повторители с расщепленными источниками. В связи с тем что сигналы часто находятся «возле земли», удобно использовать симметричное питание повторителей – с положительным и отрицательным напряжением. В такой схеме легче обеспечить смещение, и для нее не нужны развязывающие конденсаторы (рис. 2.17).

Замечание: в схеме обязательно должна быть предусмотрена цепь постоянного тока для тока базы, даже если этот ток течет просто «на землю». В схеме на рис. 2.17 эту роль играет источник сигнала, соединенный с землей по постоянному току. Если же это не так (например, имеется емкостная связь с источником), то следует предусмотреть связь базы с землей через резистор (рис. 2.18). Как и прежде, сопротивление $R_Б$ должно составлять приблизительно 0,1 от произведения $h_{21э}R_Э$.

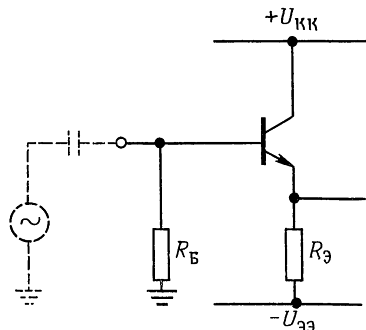


Рис. 2.18.

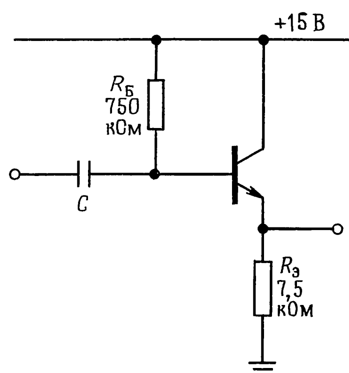


Рис. 2.19. Не следуйте этому примеру!

Упражнение 2.5. Разработайте эмиттерный повторитель с источником напряжения ±15 В для диапазона звуковых частот (20 Гц–20 кГц). Ток покоя равен 5 мА, на входе имеется емкостная связь.

Пример плохого смещения. К сожалению, иногда встречаются такие неудачные схемы, как на рис. 2.19. При выборе резистора $R_Б$ для этой схемы предположили, что коэффициент $h_{21э}$ имеет определенное значение (100), оценили величину тока базы и предположили, что падение напряжения на $R_Б$ составит 7 В. Расчет схемы выполнен плохо; коэффициент $h_{21э}$ не следует брать за основу расчета, так как его значение может существенно изменяться. Если напряжение смещения задать с помощью делителя напряжения, как в рассмотренном выше примере, то точка покоя будет нечувствительна к изменениям коэффициента β. Например, в предыдущей схеме напряжение на эмиттере увеличится всего на 0,35 В (5%), если вместо номинальной величины $h_{21э} = 100$ будем иметь величину $h_{21э} = 200$. На примере эмиттерного повторителя мы показали вам, как можно попасть в ловушку и разработать никуда не годную схему. Такие ошибки возможны и в схемах с другим включением транзисторов (например, дальше в этой главе будет представлена схема с общим эмиттером).

2.06. Транзисторный источник тока

Хотя источники тока не столь известны, они не менее полезны и важны, чем источники напряжения. Источники тока представляют собой прекрасное средство для обеспечения смещения транзисторов, и кроме того, незаменимы в качестве активной нагрузки для усилительных каскадов с большим коэффициентом усиления и в качестве источников питания эмиттеров для дифференциальных усилителей. Источники тока необходимы для работы таких устройств, как интеграторы, генераторы пилообразного напряжения. В схемах усилителей и стабилизаторов они обеспечивают широкий диапазон напряжений. И наконец, источники постоянного тока требуются в некоторых областях, не имеющих прямого отношения к электронике, например в электрохимии, электрофорезе.

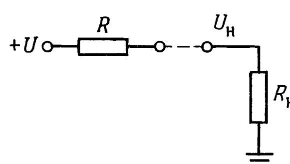


Рис. 2.20.

Подключение резистора к источнику напряжения. Схема простейшего источника тока показана на рис. 2.20. При условии что $R_н \gg R$ (иными словами, $U_н \gg U$), ток сохраняет почти постоянное значение и равен приблизительно $I = U/R$. Если нагрузкой является конденсатор, то, при условии что $U_{конд} \gg U$, он заряжается с почти постоянной скоростью, определяемой начальным участком экспоненты, характерной для данной RC-цепи.

Простейшему резистивному источнику тока присущи существенные недостатки. Для того чтобы получить хорошее приближение к источнику тока, следует использовать большие напряжения, а при этом на резисторе рассеивается большая мощность. Кроме того, током этого источника трудно управлять в широком диапазоне с помощью напряжения, формируемого где-либо в другом узле схемы.

Упражнение 2.6. Допустим, нам нужен источник тока, который бы обеспечивал точность 1% в диапазоне изменения напряжения на нагрузке от 0 до +10 В. Какой источник напряжения нужно подключить последовательно к резистору?

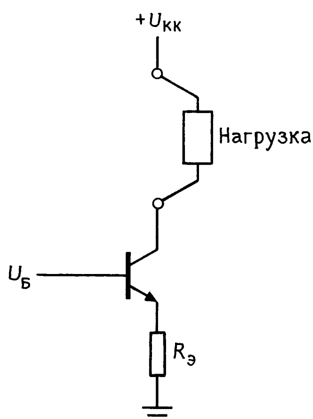


Рис. 2.21. Транзисторный источник тока: основная идея.

Упражнение 2.7. Допустим, что в предыдущем упражнении требуется получить от источника ток 10 мА. Какая мощность будет рассеиваться на резисторе? Какая мощность передается нагрузке?

Транзисторный источник тока. Очень хороший источник тока можно построить на основе транзистора (рис. 2.21). Работает он следующим образом: напряжение на базе $U_Б > 0{,}6$ В поддерживает эмиттерный переход в открытом состоянии: $U_Э = U_Б - 0{,}6$ В. В связи с этим $I_Э = U_Э/R_Э = (U_Б - 0{,}6\ В)/R_Э$. Так как для больших значений коэффициента $h_{21э} I_Э \cong \cong I_К$, то $I_К \cong (U_Б - 0{,}6\ В)/R_Э$ независимо от напряжения $U_к$ до тех пор, пока транзистор не перейдет в режим насыщения ($U_К > U_Э + 0{,}2$ В).

Смещение в источнике тока. Напряжение на базе можно сформировать несколькими способами. Хороший результат дает использование делителя напряжения, если он обеспечивает достаточно стабильное напряжение. Как и в предыдущих случаях, сопротивление делителя должно быть значительно меньше сопротивления схемы со стороны базы по постоянному току $h_{21э} R_э$. Можно воспользоваться также зенеровским диодом и использовать для смещения источник питания $U_{КК}$, а можно взять несколько диодов, смещенных в прямом направлении и соединенных последовательно, и подключить их между базой и соответствующим источником питания эмиттера. На рис. 2.22 показаны примеры схем смещения. В последнем примере (рис. 2.22, *б*) транзистор *p–n–p*-типа **питает** током заземленную нагрузку (он – источник тока). Остальные примеры (в которых используются транзисторы *n–p–n*-типа) правильнее было бы называть «поглотителями» тока, но принято называть все схемы такого типа источниками тока. [Название «поготитель» и «источник» связано с направлением тока; если ток поступает в какую-либо точку схемы, то это **источник**, и наоборот]. В первой схеме сопротивление делителя напряжения составляет приблизительно 1,3 кОм и очень мало по сравнению с сопротивлением со стороны базы, составляющим $\cong 100$ кОм (для $h_{21э} = 100$). Любое изменение коэффициента β, связанное с изменением напряжения на кол-

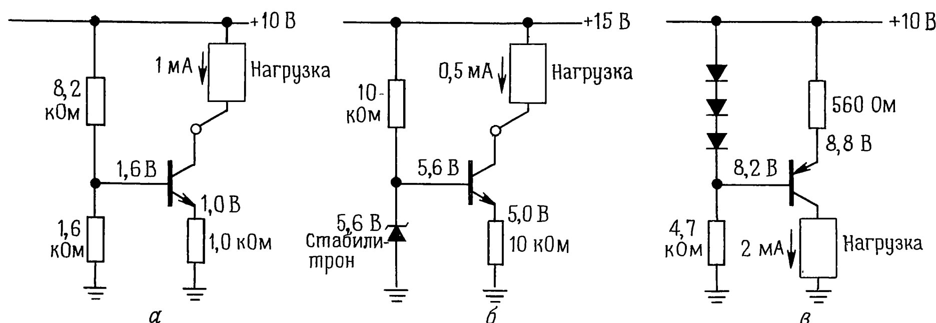


Рис. 2.22. Схемы транзисторных источников тока с тремя способами подачи смещения на базу; в транзисторы *n–p–n*-типа ток втекает, а из транзисторов *p–n–p*-типа вытекает. На схеме (в) показан источник с заземленной нагрузкой.

лекторе, не повлияет существенным образом на выходной ток, так как соответствующее изменение напряжения на базе совсем мало. В двух других схемах резисторы в цепи смещения выбраны так, чтобы протекающий ток составлял несколько миллиампер,–этого достаточно, чтобы диоды были открыты.

Рабочий диапазон. Источник тока передает в нагрузку постоянный ток только до определенного конечного напряжения на нагрузке. В противном случае источник тока был бы способен генерировать бесконечную мощность. Диапазон выходного напряжения, в котором источник тока ведет себя как следует, называется рабочим диапазоном. Для рассмотренных только что транзисторных источников тока рабочий диапазон определяется из того, что транзистор должен находиться в активном режиме работы. Так, в первой схеме напряжение на коллекторе можно понижать до тех пор, пока не будет достигнут режим насыщения, т. е. до +12 В. Вторая схема, с более высоким напряжением на эмиттере, сохраняет свойства источника лишь до значения напряжения на коллекторе, равного приблизительно +5,2 В.

Во всех случаях напряжение на коллекторе может изменяться от значения напряжения насыщения до значения напряжения питания. Например, последняя схема работает как источник тока в диапазоне напряжения на нагрузке, ограниченном значениями 0 и +8,6 В. Если в нагрузке используются батареи или собственные источники питания, то напряжение на коллекторе может быть больше, чем напряжение источника питания. При использовании такой схемы рекомендуется следить за тем, чтобы не возник пробой транзистора (напряжение $U_{КЭ}$ не должно превышать значение $U_{КЭпроб}$–напряжение пробоя перехода коллектор–эмиттер) и не рассеивалась излишняя мощность (определяемая величиной произведения $I_К U_{КЭ}$). В разд. 6.07 вы увидите, что для мощных транзисторов область безопасной работы определяется специально.

Упражнение 2.8. В схеме имеются два стабилизированных источника напряжения: +5 и 15 В. Разработайте схему источника тока на основе транзистора *n–p–n*-типа, которая бы обеспечивала ток +5 мА. В качестве источника напряжения для базы используйте источник +5 В. Чему равен рабочий диапазон в такой схеме?

В источнике тока напряжение на базе не обязательно должно быть фиксированным. Если предусмотреть возможность изменения напряжения $U_Б$, то получим программируемый источник тока. Если выходной ток должен плавно отслеживать изменения входного напряжения, то размах входного сигнала $u_{вх}$ (напоминаем, что строчными буквами мы договорились обозначать *изменения*) должен быть небольшим, таким, чтобы напряжение на эмиттере никогда не уменьшалось до нуля. В таком источнике тока изменение выходного тока будет пропорционально изменениям входного напряжения.

Недостатки источников тока. Как сильно отличается транзисторный источник тока от идеального? Иными словами, изменяется ли ток в нагрузке при изменении, скажем напряжения, т. е. имеет ли источник тока эквивалентное сопротивление конечной величины ($R_{экв} < \infty$)? И если да, то почему? Наблюдаются эффекты двух видов:

1. При заданном токе коллектора и напряжение $U_{БЭ}$, и коэффициент $h_{21Э}$ (эффект Эрли) несколько изменяются при изменении напряжения коллектор–эмиттер. Изменение напряжения $U_{БЭ}$, связанное с изменением напряжения на нагрузке, вызывает изменение выходного тока, так как напряжение на эмиттере (а следовательно, и эмиттерный ток) изменяется, даже если напряжение на базе фиксировано. Изменение значения коэффициента $h_{21э}$ приводит к небольшим изменениям выходного (коллекторного) тока при фиксированном токе эмиттера, так как $I_к = I_Э - I_Б$; кроме того, немного изменяется напряжение на базе в связи с возможным изменением сопротивления источника смещения, обусловленного изменениями коэффициента $h_{21Э}$ (а следовательно, и тока базы). Эти изменения незначительны. Например, изменение выходного тока для схемы, представленной на рис. 2.22, *а*,

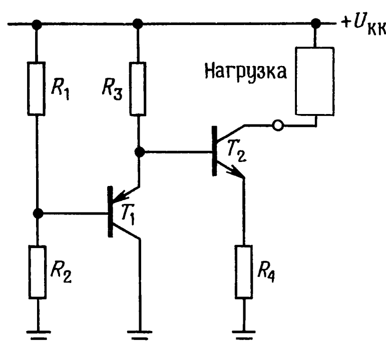


Рис. 2.23. Один из методов температурной компенсации источника тока.

составляет приблизительно 0,5% для транзистора типа 2N3565. В частности, при изменении напряжения на нагрузке от 0 до 8 В эффект Эрли обусловливает изменение тока на 0,5%, а нагрев транзистора – на 0,2%. Изменение коэффициента вносит дополнительный вклад в изменение выходного тока – 0,05% (для жесткого делителя напряжения). Все эти изменения приводят к тому, что источник тока работает хуже, чем идеальный: выходной ток немного зависит от напряжения и, следовательно, его сопротивление не бесконечно. В дальнейшем вы узнаете, что есть методы, которые позволяют преодолеть этот недостаток.

2. Напряжение $U_{БЭ}$ и коэффициент $h_{21э}$ зависят от температуры. В связи с этим при изменении температуры окружающей среды возникает дрейф выходного тока. Кроме того, температура перехода изменяется при изменении напряжения на нагрузке (в связи с изменением мощности, рассеиваемой транзистором) и приводит к тому, что источник работает не как идеальный. Изменение напряжения $U_{БЭ}$ в зависимости от температуры окружающей среды можно скомпенсировать с помощью схемы, показанной на рис. 2.23. В этой схеме падение напряжения между базой и эмиттером транзистора T_2 компенсируется падением напряжения на эмиттерном переходе T_1, который имеет такие же температурные характеристики. Резистор R_3 играет роль нагрузки для T_1, необходимой для задания втекающего тока базы транзистора T_2.

Улучшение характеристик источника тока. Вообще говоря, изменение напряжения $U_{БЭ}$, вызванное как влиянием температуры (относительное изменение составляет приблизительно -2 мВ/°C), так и зависимостью от напряжения $U_{БЭ}$ (эффект Эрли оценивается величиной $\Delta U_{БЭ} \approx \approx -0{,}001\ \Delta U_{кэ}$), можно свести к минимуму, если установить напряжение на эмиттере достаточно большим (по крайней мере 1 В), тогда изменение напряжения $U_{БЭ}$ на десятые доли милливольта не приведет к значительному изменению напряжения на эмиттерном резисторе (напомним, что схема поддерживает постоянное напряжение на базе). Например, если $U_Э = 0{,}1$ В (т. е. к базе приложено напряжение 0,7 В), то изменение напряжения $U_{бэ}$ на 10 мВ вызывает изменение выходного тока на 10%, если же $U_э = = 1{,}0$ В, то такое же изменение $U_{бэ}$ вызывает изменение тока на 1%. Однако, не стоит заходить слишком далеко. Напомним, что нижняя граница рабочего диапазона определяется напряжением на эмиттере. Если в источнике тока, работающем от источника питания $+10$ В, напряжение на эмиттере сделать равным $+5$ В, то диапазон выхода будет равен немного менее 5 В (напряжение на коллекторе может изменяться от $U_э + 0{,}2$ В до $U_{КК}$, т. е. от 5,2 до 10 В).

На рис. 2.24 показана схема, которая

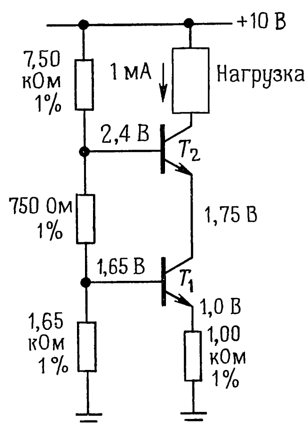


Рис. 2.24. Каскодный источник тока, обладающий повышенной устойчивостью к изменениям напряжения на нагрузке.

существенно улучшает характеристики источника тока. Источник тока T_1 работает, как и прежде, но напряжение на коллекторе фиксируется с помощью эмиттера T_2. Ток, текущий в нагрузку, такой же, как и прежде, так как коллекторный (для T_2) и эмиттерный токи приблизительно равны между собой (из-за большого значения $h_{21э}$). В этой схеме напряжение $U_{КЭ}$ (для T_1) не зависит от напряжения на нагрузке, а это значит, что устранены изменения напряжения $U_{БЭ}$, обусловленные эффектом Эрли и температурой. Для транзисторов типа 2N3565 эта схема дает изменение тока на 0,1% при изменении напряжения на нагрузке от 0 до 8 В; для того чтобы схема обеспечивала указанную точность, следует использовать стабильные резисторы с допуском 1%. (Кстати, эту схему используют в высокочастотных усилителях, где она известна под названием «каскод»). В дальнейшем вы познакомитесь со схемами источников тока, в которых используются операционные усилители и обратная связь, и в которых также решена задача устранения влияния изменений $U_{бэ}$ на выходной ток.

Влияние коэффициента $h_{21э}$ можно ослабить, если выбрать транзистор с большим значением $h_{21э}$, тогда ток базы будет вносить незначительный вклад в ток эмиттера.

На рис. 2.25 показан еще один источник тока, в котором выходной ток не зависит от напряжения питания. В этой схеме напряжение $U_{БЭ}$ транзистора T_1, падая на резисторе R_2, определяет выходной ток независимо от напряжения $U_{КК}$

$$U_{вых} = U_{БЭ}/R_2.$$

С помощью резистора R_1 устанавливается смещение транзистора T_2 и потенциал коллектора T_1, причем этот потенциал меньше, чем напряжение $U_{КК}$, на удвоенную величину падения напряжения на переходе; тем самым уменьшается влияние эффекта Эрли. В этой схеме нет температурной компенсации; напряжение на R_2 уменьшается приблизительно на 2,1 мВ/°С и вызывает соответствующее изменение выходного тока (0,3%/°С).

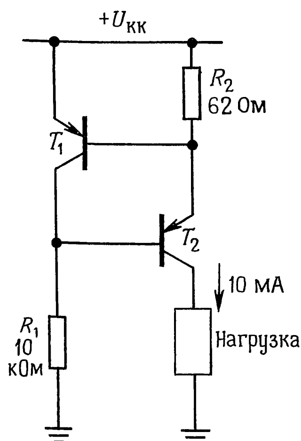


Рис. 2.25. Транзисторный источник тока с использованием напряжения $U_{БЭ}$ в качестве опорного.

2.07. Усилитель с общим эмиттером

Рассмотрим источник тока, нагрузкой для которого служит резистор (рис. 2.26). Напряжение на коллекторе равно

$$U_к = U_{КК} - I_к R_к.$$

Можно через емкость задать сигнал в цепь базы, тогда напряжение на коллекторе будет изменяться. Рассмотрим пример, представленный на рис. 2.27. Конденсатор C выбран так, что фильтр высоких частот, образованный этим конденсатором и последовательно соединенными с ним резисторами смещения базы, пропускает все нужные частоты (резисторы в цепи базы обычно выбирают так, чтобы импеданс со стороны базы, т. е. входное сопротивление транзистора, был гораздо

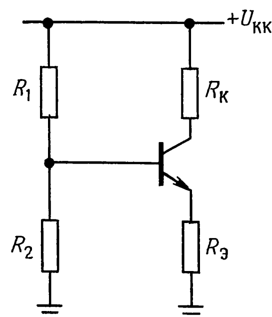


Рис. 2.26.

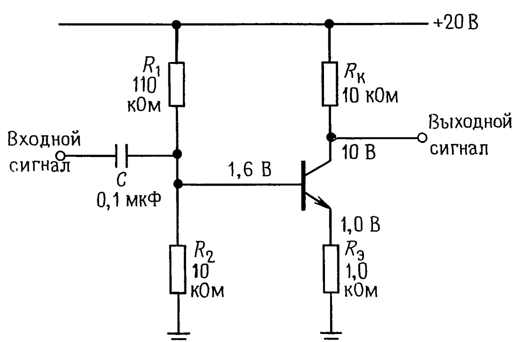


Рис. 2.27. Каскад усиления переменного тока с общим эмиттером с отрицательной обратной связью в цепи эмиттера. Обратите внимание, что выходной сигнал снимается с коллектора, а не с эмиттера.

больше и им можно было пренебречь). Иначе говоря,

$$C \geqslant 1/2\pi f(R_1 \,||\, R_2).$$

Благодаря напряжению смещения, приложенному к базе, и наличию эмиттерного резистора сопротивлением 1,0 кОм ток покоя коллектора составляет 1,0 мА. Этот ток создает на коллекторе напряжение +10 В (+20 В минус падение напряжения на сопротивлении 10 кОм при протекании тока 1,0 мА). Допустим теперь, что на базу подан сигнал $u_Б$. Напряжение на эмиттере повторяет изменение напряжения на базе $u_э - u_Б$ и вызывает изменение эмиттерного тока:

$$i_э = u_э/R_э = u_Б/R_э$$

и приблизительно такое же изменение коллекторного тока (транзистор имеет большой коэффициент $h_{21э}$). Итак, первоначальное изменение напряжения на базе вызывает изменение коллекторного напряжения:

$$u_к = -i_к R_к = -u_Б(R_к/R_э)$$

Стоп! Получается, что схема представляет собой *усилитель напряжения*, коэффициент усиления которого определяется следующим образом:

$$\text{Коэффициент усиления} = u_{вых}/u_{вх} = -R_к/R_з$$

В нашем примере коэффициент усиления равен −10000/1000, или −10. Знак минус говорит о том, что положительный сигнал на входе дает на выходе отрицательный сигнал (амплитуда которого в 10 раз больше, чем на входе). Такая схема называется усилителем с общим эмиттером с отрицательной обратной связью в цепи эмиттера.

Входное и выходное сопротивление для усилителя с общим эмиттером. Нетрудно определить входное и выходное сопротивление усилителя. Для входного сигнала схема представляет собой параллельное соединение резисторов 110 кОм, 10 кОм и входного сопротивления со стороны базы. Последнее приблизительно равно 100 кОм (сопротивление $R_Э$, увеличенное в $h_{21э}$ раз), а значит, входное сопротивление равно приблизительно 8 кОм (преобладающую роль играет сопротивление 10 кОм). Если используется развязывающий конденсатор, указанный на схеме, то получаем фильтр высоких частот с точкой −3 дБ на частоте 200 Гц. Для сигналов в рабочей полосе частот (выше частоты, соответствующей точке −3 дБ) конденсатором емкостью 0,1 мкФ можно пренебречь и учитывать только сопротивление 8 кОм, соединенное с ним последовательно.

Выходное сопротивление определяется как параллельное соединение сопротивления 10 кОм и выходного сопротивления транзистора со стороны коллектора. Что же получается? Если бы не коллекторный резистор, то схема не отличалась бы от источника тока. Коллектор обладает очень большим сопротивлением (порядка мегаОм), поэтому выходное сопротивление определяется коллекторным резистором, сопротивление которого составляет 10 кОм. Напомним, что сопротивление со стороны коллектора велико, а со стороны эмиттера мало (как и в схеме эмиттерного повторителя). В выходном сопротивлении усилителя с общим эмиттером преобладает сопротивление резистора нагрузки, стоящего в цепи коллектора, а выходное сопротивление эмиттерного повторителя определяется выходным сопротивлением транзистора со стороны эмиттера, а не сопротивлением нагрузки, стоящей в цепи эмиттера.

2.08. Схема расщепления фазы с единичным коэффициентом усиления

Иногда полезно иметь сигнал и его инверсию, т. е. два однородных сигнала, сдвинутые друг относительно друга по фазе на 180°. Получить такие сигналы нетрудно – нужно воспользоваться усилителем с общим эмиттером, коэффициент усиления которого равен −1 (рис. 2.28). Напряжение покоя на коллекторе устанавливают равным 0,75 $U_{КК}$ вместо привычного значения 0,5 $U_{КК}$. Это делается с уже известной нам целью – получить симметричный выходной сигнал без срезов на любом из выходов. Напряжение на коллекторе может изменяться от 0,5 $U_{КК}$ до $U_{КК}$, а на эмиттере – от потенциала земли до 0,5 $U_{КК}$. Обращаем ваше внимание на то, что для симметричного усиления выходы схемы следует нагружать одинаковыми (или очень большими) импедансами.

Фазовращатель. На рис. 2.29 показан хороший пример использования схемы расщепления фазы выходного сигнала. Схема позволяет регулировать фазу выходного синусоидального сигнала (от нуля до 180°) при условии, что входной сигнал тоже представляет собой синусоиду; амплитуда сигнала при регулировке фазы сохраняется постоянной. Работу схемы помогает понять векторная диаграмма напряжений (см. гл. 1), для нашей схемы представленная на рис. 2.30; входной сигнал на ней изображен в виде единичного вектора, направленного вдоль действительной оси. Направления векторов, соответствующих сигналам $\mathbf{U}_R$ и $\mathbf{U}_К$, должны быть такими, чтобы этим двум векторам соответствовал вектор постоянной длины, направленный вдоль действительной оси. В геометрии есть теорема, согласно которой геометрическим местом таких точек служит окружность. Итак, результирующий вектор (выходное напряжение) всегда имеет единичную длину, т. е. такую же, как вектор входного сигнала, так как R может изменяться от нуля до значений, значительно превышающих $Z_К$ на рабочей частоте. Обратите внимание, что величина фазового сдвига при данном положении потенциометра R зависит также от частоты входного сигнала. Следует отметить, что в качестве схемы, обеспечивающей регулируемый сдвиг фаз, можно использовать простейший RC-фильтр высоких (или низких) частот. Правда, в этом случае при регулировке фазы амплитуда выходного сигнала изменяется в широком диапазоне.

Отметим также, что фазовращатель RC-типа нагружает схему расщепления

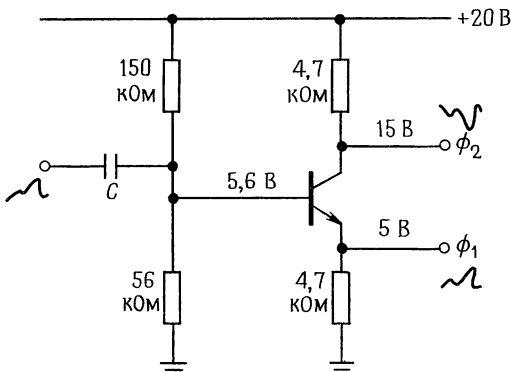


Рис. 2.28. Схема расщепления фазы с единичным коэффициентом усиления.

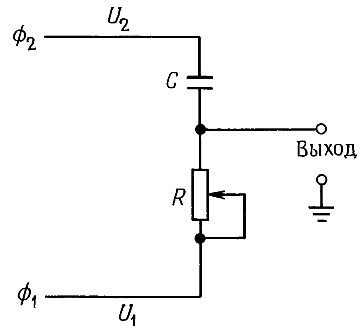


Рис. 2.29. Схема расщепления фазы с постоянной амплитудой.

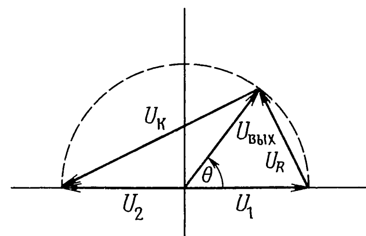


Рис. 2.30. Векторная диаграмма для схемы расщепления фазы.

фазы. В идеальном случае нагрузка представляет собой импеданс, который велик по сравнению с коллекторным и эмиттерным резисторами. Поэтому данная схема не может применяться в случаях, когда требуется обеспечить широкий диапазон фазовых сдвигов. В следующей главе приведена улучшенная схема фазовращателя.

2.09. Крутизна

В предыдущем разделе мы проанализировали работу усилителя с общим эмиттером следующим образом: а) предположив, что сигнал (напряжение) на базе изменяется в некоторых пределах, обнаружили, что напряжение на эмиттере имеет такой же размах; б) подсчитали эмиттерный ток; затем, пренебрегая незначительным влиянием тока базы, определили размах коллекторного тока и в) коллекторного напряжения. При этом коэффициент усиления есть просто отношение коллекторного напряжения (выходного) к напряжению на базе (входному).

Рассмотрим работу усилителя этого типа с другой точки зрения. Мысленно расчленим схему, как показано на рис. 2.31. Одна часть представляет собой управляемый напряжением источник тока, его ток покоя равен 1,0 мА, а коэффициент передачи составляет −1 мА/В. Коэффициент передачи представляет собой отношение выходного сигнала к

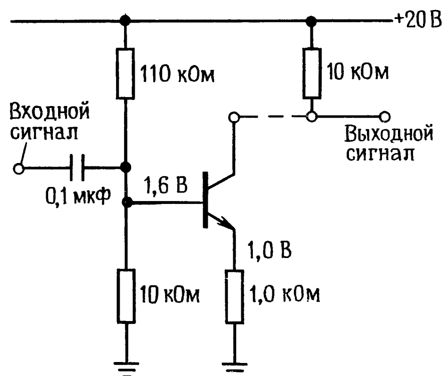


Рис. 2.31. Усилитель с общим эмиттером в качестве каскада с передаточной проводимостью, управляющий нагрузкой (резистивной).

входному; в данном случае он измеряется в единицах [ток/напряжение] или [1/сопротивление]. Величина, обратная сопротивлению, называется *проводимостью* (величина, обратная реактивному сопротивлению, называется *реактивной проводимостью*; величина, обратная импедансу или полному сопротивлению, называется *полной проводимостью*), и единицей ее измерения служит *сименс*, раньше эту единицу измерения называли *мо* (обратный *ом*). Если коэффициент передачи измеряется в единицах проводимости, то такой усилитель называется усилителем с передаточной проводимостью; отношение $I_{вых}/U_{вх}$ называется крутизной и обозначается g_m.

Итак, одна часть схемы представляет собой усилитель с передаточной проводимостью, коэффициент передачи которого (крутизна) составляет 1 мА/В (1000 мкСм или 1 мСм, а это есть не что иное, как $1/R_э$). Другая часть схемы представляет собой нагрузочный резистор («усилитель»), преобразующий ток в напряжение. Резистор можно назвать усилителем с передаточным сопротивлением, его коэффициент усиления измеряется в единицах [напряжение/ток], т. е. в единицах сопротивления. В данном случае напряжение покоя (рабочее напряжение) – это $U_{КК}$, а коэффициент передачи (передаточное сопротивление) равен 10 кВ/А (10 кОм), а это есть не что иное, как $R_к$. Соединив эти две части последовательно, получим усилитель напряжения, общее усиление которого определяется произведением коэффициентов передачи составных частей. В данном случае: $K = g_m R_к = R_к/R_э = -10$ – безразмерная величина, равная отношению [(выходное напряжение)/(входное напряжение)].

Описанный метод очень полезен для анализа усилителей, так как позволяет рассматривать составные части схемы независимо друг от друга. Например, для усилителя с передаточной проводимостью можно оценить величину g_m для схем различной конфигурации и для иных элементов, например для полевых транзисторов. Затем можно рассмотреть на-

грузку (или часть схемы с передаточным сопротивлением) и оценить, как связан коэффициент усиления с диапазоном изменения напряжения. Если вас интересует общее усиление по напряжению, то его можно определить следующим образом: $K_U = g_m r_m$, где r_m – передаточное сопротивление нагрузки. В конечном счете замена простой активной нагрузки схемой с высоким передаточным сопротивлением позволяет получать для одного каскада усилителя величину коэффициента усиления, равную 10000 и выше. С помощью описанного метода удобно рассматривать каскодный усилитель, с которым вы познакомитесь ниже.

В гл. 4, где расматриваются операционные усилители, приведено немало примеров усилителей, на входах и выходах которых действуют напряжения и токи, усилители напряжения, усилители тока, усилители с передаточной проводимостью, усилители с передаточным сопротивлением.

Предельный коэффициент усиления: границы применимости простейшей модели транзистора. В соответствии с нашей моделью коэффициент усиления по напряжению усилителя с общим эмиттером равен $-R_К/R_Э$. Что произойдет, если сопротивление $R_Э$ будет уменьшаться, стремясь к нулю? Согласно уравнению, коэффициент усиления будет при этом беспредельно возрастать. Однако измерения, выполненные в рассмотренной выше схеме, покажут, что, хотя при постоянном токе покоя, равном 1 мА, коэффициент усиления и растет, при $R_Э = 0$ (эмиттер заземлен) он становится равным всего 400. Окажется также, что усилитель начнет при этом работать как нелинейный элемент (выходной сигнал не воспроизводит по форме в точности входной), входное сопротивление становится небольшим и нелинейным, а смещение начинает зависеть от температуры. Очевидно, что модель транзистора, которой мы пользовались, несовершенна и ее необходимо дополнить, чтобы она пришла в соответствие с измерениями, описанными выше, и некоторыми другими фактами, на которых мы еще остановимся. Модель, которую мы сейчас рассмотрим, будет достаточно точна и удовлетворит нас в дальнейшем.

МОДЕЛЬ ЭБЕРСА–МОЛЛА ДЛЯ ОСНОВНЫХ ТРАНЗИСТОРНЫХ СХЕМ

2.10. Улучшенная модель транзистора: усилитель с передаточной проводимостью (крутизной)

Существенную поправку следует внести в правило 4 (разд. 2.01), которое определяет, что $I_К = h_{21Э} I_Б$. Мы рассматривали транзистор как усилитель тока, вход которого работает как диод. Это приближение является грубым, но для некоторых практических случаев большей точности и не требуется. Однако для того чтобы понять, как работают дифференциальные усилители, логарифмические преобразователи, схемы температурной компенсации и некоторые другие практически полезные схемы, следует рассматривать транзистор как элемент с передаточной проводимостью – коллекторный ток в нем определяется напряжением между базой и эмиттером.

Итак, правило 4 в измененном виде:
4. Если правила 1–3 соблюдены (разд. 2.01), то ток $I_К$ связан с напряжением $U_{БЭ}$ следующей зависимостью:

$$I_К = I_{нас}[\exp(U_{БЭ}/U_Т) - 1],$$

где $U_Т = kT/q = 25{,}3$ мВ при комнатной температуре (20 °C), q – заряд электрона ($1{,}60 \cdot 10^{-19}$ Кл), k – постоянная Больцмана ($1{,}38 \times 10^{-23}$ Дж/К), T – абсолютная температура в кельвинах (К = °C + 273,16), $I_{нас}$ – ток насыщения транзистора (зависит от T). Тогда ток базы, который также зависит от $U_{БЭ}$, можно приблизительно определить так:

$$I_Б = I_К h_{21Э},$$

где «постоянная» $h_{21Э}$ обычно принимает значения от 20 до 1000 и зависит от транзистора, $I_К$, $U_{КЭ}$ и температуры. Ток $I_{нас}$ представляет собой обратный ток эмиттерного перехода. В активной области $I_К \gg I_{нас}$ и членом -1 можно пренебречь.

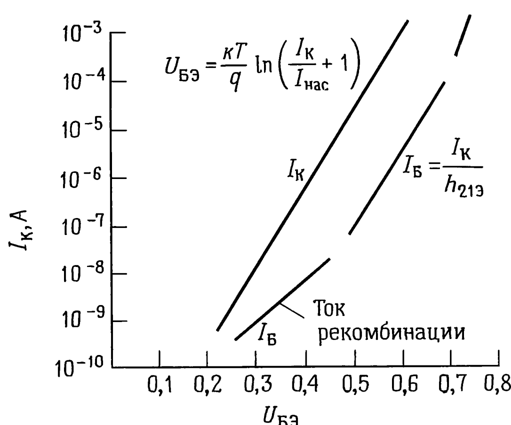


Рис. 2.32. Зависимость базового и коллекторного токов транзистора от напряжения между базой и эмиттером.

Уравнение для $I_К$ известно под названием «уравнение Эберса–Молла». Оно приблизительно описывает также зависимость тока от напряжения для диода, если $U_Т$ умножается на корректировочный коэффициент m со значением между 1 и 2. Следует запомнить, что в транзисторе коллекторный ток зависит от напряжения между базой и эмиттером, а не от тока базы (ток базы в грубом приближении определяется коэффициентом $h_{21Э}$). Экспоненциальная зависимость между током $I_К$ и напряжением $U_{БЭ}$ точно соблюдается в большом диапазоне токов, обычно от наноампер до миллиампер. На рис. 2.32 приведен график этой зависимости. Если измерить ток базы при различных значениях коллекторного тока, то получим график зависимости $h_{21Э}$ от $I_К$ (рис. 2.33).

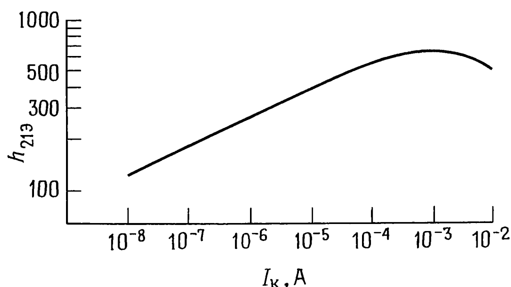


Рис. 2.33. Типичная зависимость коэффициента усиления по току для транзистора ($h_{21Э}$) от коллекторного тока.

Согласно уравнению Эберса–Молла, напряжение между базой и эмиттером «управляет» коллекторным током, однако это свойство нельзя использовать непосредственно на практике (создавать смещение в транзисторе с помощью напряжения, подаваемого на базу), так как велик температурный коэффициент напряжения между базой и эмиттером. В дальнейшем вы увидите, как уравнение Эберса–Молла помогает решить эту проблему.

Практические правила для разработки транзисторных схем. На основании уравнения Эберса–Молла получены некоторые зависимости, которые часто используют при разработке схем:

1. Ступенчатая характеристика диода. На сколько нужно увеличить напряжение $U_{БЭ}$, чтобы ток $I_К$ увеличился в 10 раз? Из уравнения Эберса–Молла следует, что $U_{БЭ}$ нужно увеличить на $U_Т \log_e 10$, или на 60 мВ при комнатной температуре. *Напряжение на базе увеличивается на 60 мВ при увеличении коллекторного тока в 10 раз.* Эквивалентным является следующее выражение $I_К = I_{К0}e^{\Delta U/25}$, где ΔU измеряется в милливольтах.

2. Импеданс для малого сигнала со стороны эмиттера при фиксированном напряжении на базе. Возьмем производную от $U_{БЭ}$ по $I_К$: $r_Э = U_Т/I_К = 25/I_К$ Ом, где ток $I_К$ измеряется в миллиамперах. Величина $25/I_К$ Ом соответствует комнатной температуре. Это *собственное* сопротивление эмиттера $r_Э$ выступает в качестве последовательного для эмиттерной цепи во всех транзисторных схемах. Оно ограничивает усиление усилителя с заземленным эмиттером, приводит к тому, что коэффициент усиления эмиттерного повторителя имеет значение чуть меньше единицы и не позволяет выходному сопротивлению эмиттерного повторителя стать равным нулю. Этот параметр относится к параметрам малого сигнала. Отметим, что крутизна для усилителя с заземленным эмиттером определяется следующим образом: $g_m = 1/r_Э$.

3. Температурная зависимость. Глядя на уравнение Эберса–Молла, можно предположить, что $U_{БЭ}$ имеет положительный температурный коэффициент. Однако, в

связи с тем что ток $I_{нас}$ зависит от температуры, напряжение $U_{БЭ}$ уменьшается на 2,1 мВ/°С. В грубом приближении оно пропорционально $1/T_{абс}$, где $T_{абс}$ – абсолютная температура.

И еще одна зависимость пригодится нам на практике, правда, она не связана с уравнением Эберса–Молла. Речь идет об эффекте Эрли, описанном в разд. 2.06, который накладывает ограничения на выходную характеристику транзистора как источника тока.

4. Эффект Эрли. $U_{БЭ}$ хоть и в слабой мере, но зависит от $U_{КЭ}$ при постоянном токе $I_К$. Этот эффект обусловлен изменением эффективной ширины базы и описывается следующей приблизительной зависимостью: $\Delta U_{БЭ} = -\alpha \Delta U_{КЭ}$, где $\alpha \approx 0{,}0001$. Мы перечислили основные соотношения, которые могут быть полезны на практике. Эти соотношения, а не сами уравнения Эберса–Молла, используются при разработке транзисторных схем.

2.11. Еще раз об эмиттерном повторителе

Прежде чем мы еще раз рассмотрим усилитель с общим эмиттером, используя преимущества новой модели транзистора, ненадолго задержим свое внимание на скромном эмиттерном повторителе. Согласно модели Эберса–Молла эмиттерный повторитель должен иметь ненулевой выходной импеданс даже в том случае, когда схемой управляет источник напряжения, так как эмиттерный повторитель обладает вполне определенным сопротивлением $r_Э$ (см. предыдущий раздел, пункт 2). По той же причине усиление по напряжению будет немного меньше единицы, так как $r_Э$ и резистор нагрузки образуют делитель напряжения.

Эти явления нетрудно описать математически. При фиксированном напряжении на базе импеданс со стороны эмиттера есть не что иное, как $R_{вых} = dU_{БЭ}/dI_Э$, но $I_Э = I_К$, поэтому $R_{вых} \approx r_Э$ – собственное сопротивление эмиттера $[r_Э = 25/I_К\,(мА)]$. Например, на рис. 2.34, *а* импеданс со стороны нагрузки $r_Э = 25$ Ом, так как $I_К = 1$ мА. (Если используется эмиттерный резистор $R_Э$, то образуется параллельное соединение, на практике $R_Э$ всегда значительно больше, чем $r_Э$.) На рис. 2.34, *б* представлена более распространенная ситуация – источник имеет конечное сопротивление $R_{ист}$ (для простоты в схеме опущены компоненты смещения – базовый

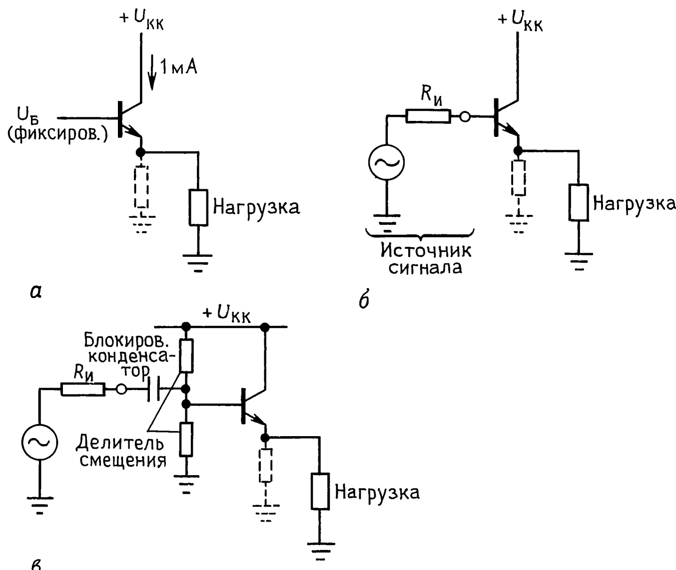


Рис. 2.34.

делитель и блокировочный конденсатор – эти компоненты присутствуют на рис. 2.34, *в*). В этом случае выходной импеданс эмиттерного повторителя – это просто $r_э$ в последовательном соединении с $R_{ист}/(h_{21э}+1)$ (опять же в параллельном соединении с несущественным резистором $R_э$, если он присутствует). Например, если $R_{ист} = 1$ кОм и $I_К = 1$ мА, то $R_{вых} = 35$ Ом (предположим, что $h_{21э} = 100$). Нетрудно показать, что собственное сопротивление эмиттера $r_э$ вносит также вклад во *входной* импеданс эмиттерного повторителя, как если бы оно было соединено последовательно с нагрузкой (на самом деле не с нагрузкой, а с параллельным соединением резистора, нагрузки и эмиттерного резистора). Другими словами, для схемы эмиттерного повторителя эффект Эберса – Молла состоит просто в добавлении последовательно подключенного сопротивления эмиттера $r_э$ к полученным ранее результатам.

Усиление по напряжению эмиттерного повторителя несколько меньше единицы из-за наличия делителя напряжения, образованного $r_э$ и нагрузкой. Это нетрудно вычислить, так как выход схемы находится в точке соединения $r_э$ и $R_{нагр}$: $G_U = U_{вых}/U_{вх}$; $R_{нагр}/(r_э + R_{нагр})$. Таким образом, если взять, например, повторитель, ток затухания которого равен 1 мА, а нагрузка составляет 1 кОм, то его усиление по напряжению будет равно 0,976. Инженерам иногда нравится считать усиление в единицах сверхпроводимости для получения выражения, подходящего также для ОУ (см. разд. 3.07); в этом случае (используя выражение $b_m = 1/r_э$) получим $G_U = R_{нагр}b_m/(1 + R_{нагр}b_m)$.

2.13. Еще раз об усилителе с общим эмиттером

Выше мы определили усиление по напряжению для усилителя с общим эмиттером при условии, что сопротивление эмиттерного резистора равно нулю, но результат получили неверный. Дело в том, что транзистор обладает собственным эмиттерным сопротивлением, равным $25/I_к$(мА) (выражено в омах), которое следует добавлять к сопротивлению включенного в эмиттерную цепь резистора. Это сопротивление значительно в тех случаях, когда в цепь эмиттера включен небольшой резистор (или когда его нет вообще). Например, для усилителя, который мы рассмотрели выше, коэффициент усиления по напряжению равен -10 кОм$/r_э$, или -400, при условии, что сопротивление эмиттерного резистора равно нулю. Мы предполагали раньше, что входной импеданс $h_{21э}R_э$ равен нулю при $R_э = 0$; на самом деле он приблизительно равен $h_{21э}r_э$ и в данном случае составляет около 2,5 кОм (ток покоя равен 1 мА).

Мы уже упоминали усилитель с «заземленным эмиттером» и схемы «с общим эмиттером». Эти схемы не следует путать. Усилитель с «заземленным эмиттером» – это усилитель с общим эмиттером, в котором $R_э = 0$. В усилительном каскаде с общим эмиттером может присутствовать эмиттерный резистор; особенность этой схемы состоит в том, что цепь эмиттера является общей для входа и выхода схемы.

Недостатки однокаскадного усилителя с заземленным эмиттером. Дополнительное усиление, обусловленное отсутствием разистора в эмиттерной цепи $R_э = 0$, мы получаем за счет ухудшения некоторых параметров усилителя. Как ни популярен усилитель с заземленным эмиттером в учебниках, на практике его следует использовать только в схемах, охваченных общей петлей отрицательной обратной связи. Для того чтобы понять, с чем это связано, рассмотрим рис. 2.35.

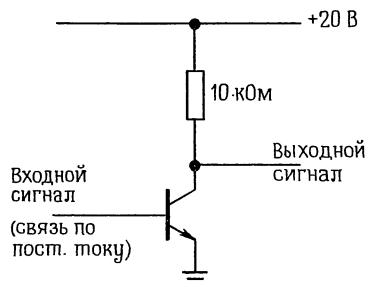


Рис. 2.35. Усилитель с общим эмиттером без отрицательной обратной связи в цепи эмиттера.

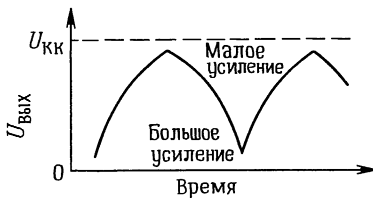


Рис. 2.36. Нелинейный выходной сигнал, снимаемый с усилителя с заземленным эмиттером.

1. Нелинейность. Коэффициент усиления определяется выражением $k = -g_m R_К = -R_К/r_э = -R_К I_К$ (мА)/25, т. е. для тока покоя 1 мА он равен −400. Но дело в том, что ток $I_к$ изменяется при изменении входного сигнала. В нашем примере коэффициент усиления может изменяться от −800 ($U_{вых} = 0$, $I_К = 2$ мА) до нуля ($U_{вых} = U_{КК}$, $I_К = 0$). Если на входе действует треугольный сигнал, то сигнал на выходе будет таким, как показано на рис. 2.36. Усилитель вносит большие искажения, т. е. обладает плохой линейностью. Усилитель с заземленным эмиттером без обратной связи можно использовать лишь для небольших диапазонов изменения сигнала вблизи точки покоя. Что же касается усилителя с общим эмиттером, то его усиление почти не зависит от коллекторного тока, при условии что $R_Э \gg r_э$; он обеспечивает усиление без искажений в большом диапазоне изменения сигнала.

2. Входное сопротивление. Входное сопротивление приблизительно равно $Z_{вх} = h_{21э} r_э = (25 h_{21э}/I_К(\text{мА}))$ Ом. Здесь мы опять сталкиваемся с тем, что ток $I_К$ изменяется при изменении выходного сигнала, а значит меняется и входное сопротивление. Если источник, питающий базу, обладает небольшим выходным сопротивлением, то вы получите нелинейный переменный делитель напряжения, образованный источником сигнала и входным сопротивлением усилителя. Что касается усилителя с общим эмиттером, то он обладает постоянным и высоким входным сопротивлением.

3. Смещение. В усилителе с заземленным эмиттером смещение выполнить трудно. Возникает соблазн просто подать напряжение (с делителя), которое обеспечит нужный ток покоя в соответствии с уравнением Эберса–Молла. Однако так сделать нельзя, потому что напряжение $U_{БЭ}$ зависит от температуры (при фиксированном значении $I_К$) и изменяется на 2,1 мВ/°С (фактически напряжение уменьшается при повышении температуры T из-за того, что изменяется ток $I_{нас}$; в результате оказывается, что напряжение $U_{БЭ}$ приблизительно пропорционально $1/T$, где T–абсолютная температура). Это ведет к тому, что коллекторный ток (при фиксированном значении $U_{БЭ}$) будет увеличиваться в 10 раз при повышении температуры на 30 °С. Такая нестабильность делает смещение неработоспособным, так как даже небольшие колебания температуры будут приводить усилитель в режим насыщения. Например, если напряжение смещения сделать равным половине напряжения питания коллектора, то усилитель с заземленным эмиттером будет переходить в режим насыщения при повышении температуры на 8 °С.

Упражнение 2.9. Убедитесь в том, что при повышении температуры окружающей среды на 8 °С усилитель с заземленным эмиттером и поданным на базу напряжением смещения переходит в режим насыщения. В исходном состоянии транзистор смещен так, что $U_К = 0{,}5 U_{КК}$.

О том, как решается задача смещения, вы узнаете из следующих разделов. Что касается усилителя с общим эмиттером, то здесь стабильное смещение создается с помощью напряжения, приложенного к базе; большая часть этого напряжения приходится на резистор в цепи эмиттера, тем самым обеспечивается постоянный ток покоя.

Эмиттерный резистор в качестве элемента обратной связи. Если к собственному сопротивлению эмиттера добавить сопротивление внешнего эмиттерного резистора, то многие параметры усилителя с общим эмиттером улучшатся, правда за счет снижения коэффициента усиления. Аналогичное явление рассматривается в следующих двух главах, посвященных использованию *отрицательной обратной связи,* позволяющей улучшить характеристики усилителя за счет частичной передачи выходного сигнала на вход. Это не

простое совпадение, дело в том, что в усилителе с общим эмиттером используется одна из форм отрицательной обратной связи. Представим себе, что транзистор – это элемент с передаточной крутизной, в котором коллекторный ток (а следовательно, и выходное напряжение) зависит от напряжения, действующего между базой и эмиттером; на вход усилителя подается напряжение, действующее между базой и землей. Входное напряжение представляет собой напряжение между эмиттером и базой минус напряжение ($I_Э R_Э$). Следовательно, в схеме с общим эмиттером действует отрицательная обратная связь, и благодаря этому улучшаются характеристики усилителя (высокая линейность и стабильность, большой входной импеданс; выходной импеданс можно уменьшить, если ввести обратную связь непосредственно с коллектора). Это лишь первое знакомство с обратной связью, но и оно позволяет оценить значение материала, изложенного в гл. 4–5.

2.13. Смещение в усилителе с общим эмиттером

Существует возможность задать смещение в усилителе с общим эмиттером и при необходимости получения максимально возможного коэффициента усиления (или если усилительный каскад охвачен петлей обратной связи). Есть три варианта схем смещения, которые можно комбинировать между собой: с помощью шунтируемого резистора в эмиттерной цепи, с помощью согласованного транзистора и с помощью обратной связи по постоянному току.

Шунтируемый резистор в эмиттерной цепи. Смещение можно обеспечить с помощью шунтируемого резистора в эмиттерной цепи, как показано на рис. 2.37. Для того чтобы облегчить задачу создания смещения, резистор $R_Э$ выбран так, что его сопротивление составляет $0{,}1 R_К$; если резистор $R_Э$ слишком мал, то напряжение на эмиттере будет намного меньше, чем падение напряжения между базой и эмиттером, а это приведет к температурной нестабильности точки покоя, так как напряжение $U_{БЭ}$ зависит от температуры.

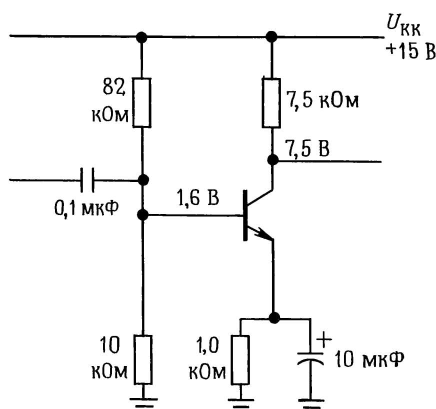


Рис. 2.37. Шунтируемый резистор в эмиттерной цепи можно использовать для получения стабильного смещения в усилителе с заземленным эмиттером.

Шунтирующий эмиттерный конденсатор следует выбирать так, чтобы его импеданс был небольшим по сравнению с $r_э$ (а не с $R_Э$) на самой низкой из интересующих вас частот. В данном случае его импеданс составляет 25 Ом на частоте 650 Гц. В диапазоне рабочих частот входного сигнала для выбора входного конденсатора межкаскадной связи существенно, что входное сопротивление схемы определяется параллельным соединением сопротивления 10 кОм и входного сопротивления транзистора со стороны базы, в данном случае – это сопротивление 25 Ом, умноженное на $h_{21э}$, т. е. приблизительно 2,5 кОм. Для сигналов постоянного тока сопротивление со стороны базы значительно больше (сопротивление эмиттерного резистора, умноженное на $h_{21э}$, т. е. приблизительно 100 кОм), и именно благодаря этому можно обеспечить стабильное смещение.

Одна из разновидностей рассмотренной схемы отличается использованием в эмиттерной цепи двух последовательных резисторов, один из которых шунтируется. Например, нужно спроектировать усилитель, коэффициент усиления которого равен 50, ток покоя – 1 мА, а напряжение $U_{КК}$ составляет +20 В; частота сигнала может изменяться от 20 Гц до 20 кГц. Если для решения поставленной задачи вы выберете схему с общим эмиттером,

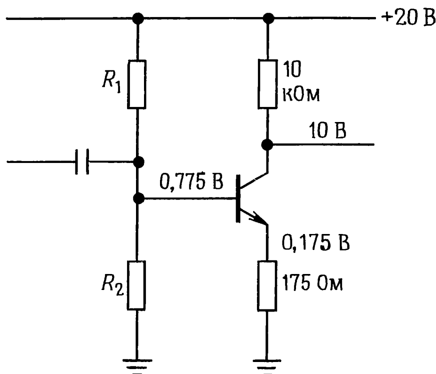


Рис. 2.38.

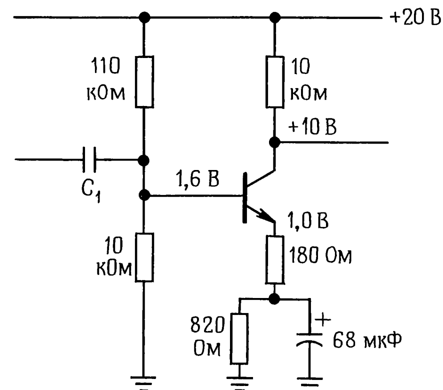


Рис. 2.39. Усилитель с общим эмиттером, обладающий стабильным смещением, линейностью и большим коэффициентом усиления по напряжению.

то получите усилитель, показанный на рис. 2.38. Коллекторный резистор выбран так, чтобы коллекторное напряжение покоя составляло $0{,}5U_{КК}$. Эмиттерный резистор выбран с учетом требуемого значения коэффициента усиления и влияния $r_э$, составляющего $25/I_К$ (мА). Трудность состоит в том, что эмиттерное напряжение, равное лишь 0,175 В, будет подвержено существенным изменениям. Дело в том, что падение напряжения на переходе база–эмиттер, равное $\approx 0{,}6$ В, зависит от температуры (относительное изменение составляет примерно $-2{,}1$ мВ/°С), тогда как напряжение на базе поддерживается постоянным с помощью резисторов R_1 и R_2; например, вы можете убедиться, что при увеличении температуры на 20 °С коллекторный ток возрастает примерно на 25%.

Это неприятное явление можно устранить, если включить в эмиттерную цепь дополнительный зашунтированный конденсатором резистор, который не будет влиять на коэффициент усиления в рабочем диапазоне частот (рис. 2.39). Как и в предыдущей схеме, коллекторный резистор выбран здесь так, чтобы напряжение на коллекторе было равно 10 В ($0{,}5\ U_{КК}$). Нешунтируемый резистор в цепи эмиттера выбран таким образом, чтобы с учетом собственного сопротивления эмиттера, составляющего $r_э = 25/I_К$ (мА), коэффициент усиления был равен 50. Дополнительное сопротивление в цепи эмиттера должно быть таким, чтобы смещение было стабильным (хороший результат дает сопротивление, в 10 раз меньшее коллекторного). Напряжение базы выбрано так, чтобы ток эмиттера был равен 1 мА, при условии что сопротивление цепи смещения составляет десятую часть от сопротивления по постоянному току со стороны базы (в данном случае около 100 кОм). Сопротивление шунтирующего конденсатора в цепи эмиттера должно быть небольшим по сравнению с сопротивлением $180 + 25$ Ом на самой низкой частоте диапазона. И наконец, входной конденсатор межкаскадной связи должен иметь небольшой импеданс по сравнению с входным сопротивлением усилителя на частоте входного сигнала, которое определяет-

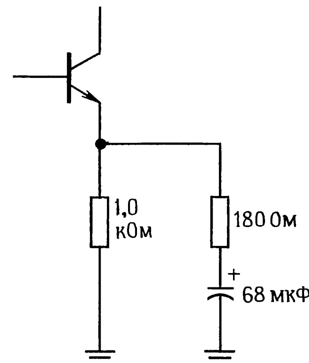


Рис. 2.40. Другой вариант схемы, показанной на рис. 2.39.

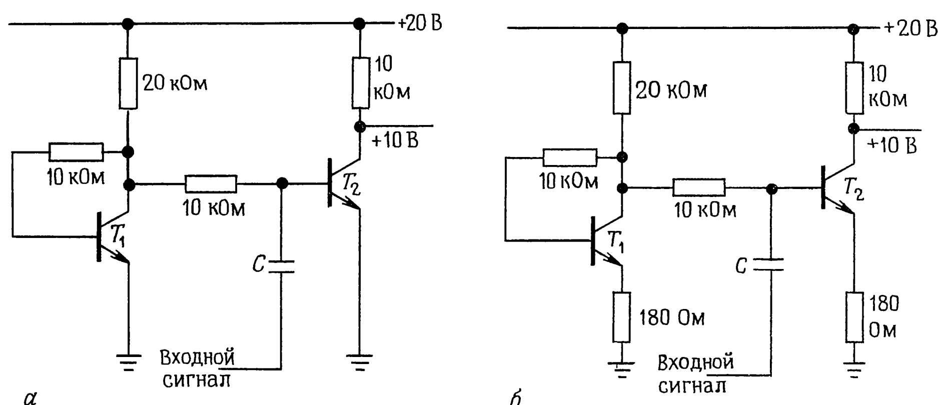


Рис. 2.41. Схема смещения, в которой компенсируется падение напряжения между базой и эмиттером $U_{БЭ}$.

ся параллельным соединением сопротивления делителя напряжения и сопротивления $(180 + 25)h_{21э}$ Ом (на частотах входного сигнала сопротивление 820 Ом шунтировано конденсатором и равноценно замкнутой накоротко цепи).

В другом варианте этой схемы цепи сигнала и постоянного тока разделены (рис. 2.40). Это разделение позволяет изменять коэффициент усиления (за счет резистора 180 Ом), не изменяя смещения.

Использование согласованного транзистора. Для получения напряжения базы, обеспечивающего нужный ток коллектора, можно использовать согласованные транзисторы, при этом будет обеспечена автоматическая температурная компенсация (рис. 2.41). В цепи коллектора транзистора T_1 протекает ток 1 мА, потенциал коллектора близок потенциалу земли (точнее, превышает потенциал земли примерно на величину падения напряжения $U_{БЭ}$); если транзисторы T_1 и T_2 представляют собой согласованную пару (например, два транзистора, изготовленных на одном кристалле кремния), то смещение транзистора T_2 будет таким, что этот транзистор также будет порождать ток 1 мА и напряжение на его коллекторе будет равно +10 В, при этом симметричный сигнал на коллекторе может иметь размах ±10 В. Изменение температуры не влияет на работу схемы, так как оба транзистора находятся в одинаковых температурных условиях. Вот чем хороши «монолитные» сдвоенные транзисторы.

Обратная связь по постоянному току. Для стабилизации точки покоя (рабочей точки) можно использовать обратную связь по постоянному току. Один из методов такой стабилизации показан на рис. 2.42. Определенное улучшение стабильности можно получить, если напряжение смещения подавать с коллектора, а не от источника $U_{КК}$. Напряжение на базе превышает потенциал земли на величину падения напряжения на диоде; так как напряжение смещения снимается с делителя

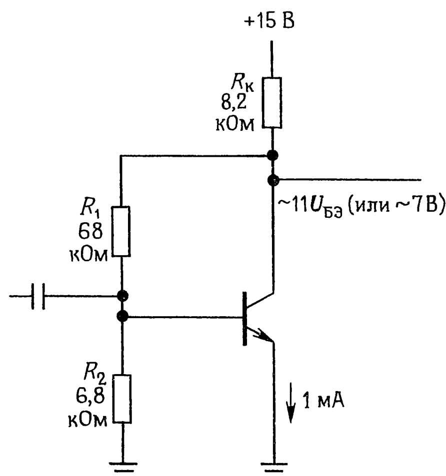


Рис. 2.42. Стабильность смещения обеспечивается за счет обратной связи.

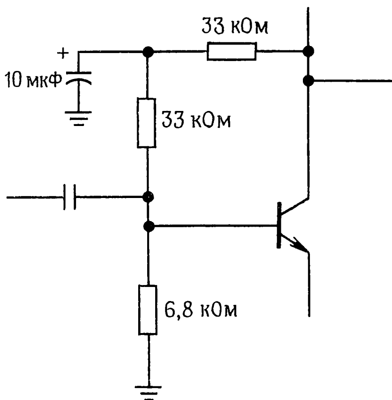


Рис. 2.43. Устранение обратной связи на частотах сигнала.

10 : 1, то напряжение на коллекторе превышает потенциал земли на величину, равную падению напряжения на диоде, увеличенному в 11 раз, т. е. составляет ≈ 7 В. Эта схема уменьшает склонность к насыщению (которая может возникнуть, например, если коэффициент β будет необычно большим) за счет того, что при уменьшении коллекторного напряжения уменьшается напряжение смещения на базе. Эту схему можно использовать в тех случаях, когда не нужна высокая стабильность. Точка покоя (выхода) подвержена дрейфу примерно на 1 В за счет изменений температуры окружающей среды. Это связано с тем, что напряжение между базой и эмиттером имеет большой температурный коэффициент. Большей стабильностью обладает схема, в которой петля обратной связи охватывает несколько каскадов усиления. Примеры вы увидите там, где речь пойдет об обратной связи.

Для того, чтобы понять, как работает эта схема, нужно внимательнее рассмотреть обратную связь. Например, обратная связь уменьшает входной и выходной импедансы. Для входного сигнала сопротивление R_1 уменьшено за счет усиления по напряжению, которым обладает каскад. В данном случае резистор R_1 эквивалентен резистору с сопротивлением 200 Ом, один конец которого заземлен. В следующей главе мы рассмотрим обратную связь более подробно, и тогда вы сможете определить коэффициент усиления по напряжению и входной и выходной импедансы данной схемы.

Отметим, что сопротивление резистора смещения базы можно увеличить, и тогда увеличится входной импеданс схемы, но ток базы уже нельзя будет считать пренебрежимо малым. Можно, например, взять такие резисторы: $R_1 = 220$ кОм и $R_2 = 33$ кОм. Другая возможность состоит в том, что в цепь обратной связи можно включить шунтирующий конденсатор, как показано на рис. 2.43. При этом удается избавиться от обратной связи (а следовательно, и от пониженного входного импеданса) на частотах сигнала.

Некоторые замечания относительно смещения и усиления. Первое важное замечание касается усилительных каскадов с заземленным эмиттером: создается впечатление, что коэффициент усиления по напряжению можно увеличить за счет увеличения тока покоя, так как собственное сопротивление эмиттера $r_э$ уменьшается при увеличении тока. Однако, хотя $r_э$ и уменьшается при увеличении коллекторного тока, для получения того же самого рабочего напряжения на коллекторе приходится использовать меньший коллекторный резистор, и в результате выигрыша нет. На самом деле можно показать, что в усилителе с заземленным эмиттером, смещенным так, что напряжение покоя составляет $0{,}5\ U_{КК}$, коэффициент усиления по напряжению для малого сигнала равен $K \cong 20\ U_{КК}$ независимо от величины тока покоя (рабочего тока).

Упражнение 2.10. Докажите, что сделанное выше утверждение справедливо.

Если требуется увеличить коэффициент усиления каскада по напряжению, то можно, например, в качестве активной нагрузки использовать источник тока. Так как источник тока обладает очень большим импедансом, то на одном каскаде можно получить коэффициент усиления по напряжению, равный 1000 и выше. Такой подход не пригоден в схемах со смещением, которые мы рассмотрели выше; каскад должен являться частью схемы, охваченной общей петлей обратной связи по постоянному току. Об этом поговорим

в следующей главе. Внешняя нагрузка такого усилителя обязательно должна быть велика, в противном случае усиление, полученное за счет большого коллекторного сопротивления, будет потеряно. В качестве такой высокоомной нагрузки можно использовать эмиттерный повторитель, полевой транзистор или операционный усилитель.

В радиочастотных усилителях, предназначенных для резонансного усиления в узкой полосе частот, в качестве коллекторной нагрузки принято использовать параллельный *LC*-контур; в этом случае можно получить очень большой коэффициент усиления по напряжению, так как на частоте сигнала *LC*-контур обладает большим импедансом (как источник тока), а его импеданс по постоянному току мал. *LC*-контур можно перестраивать и благодаря резонансной характеристике он подавляет сигналы, лежащие за пределами рабочего диапазона. К преимуществам этой схемы можно отнести также возможность получения размаха выходного сигнала, равного $2U_{КК}$, и возможность использования трансформаторной связи.

Упражнение 2.11. Разработайте резонансный усилительный каскад с общим эмиттером для частоты 10 кГц. Используйте в схеме шунтированный эмиттерный резистор и установите ток покоя величиной 1 мА. Пусть $U_{КК} = +15$ В, а $L = 1{,}0$ мГн; параллельно *LC*-контуру подключите резистор 6,2 кОм, с тем чтобы получить $Q = 10$ (ширина полосы 10%, см. разд. 1.22). Для межкаскадной связи используйте на входе конденсатор.

2.14. Токовые зеркала

От схемы смещения с использованием согласованной пары транзисторов легко перейти к так называемому токовому зеркалу (рис. 2.44). Работа токового зеркала «программируется» путем задания коллекторного тока транзистора T_1. Напряжение $U_{БЭ}$ для T_1 устанавливается в соответствии с заданным током, температурой окружающей среды и типом транзистора. В результате оказывается заданным режим схемы, и транзистор T_2, согласованный с транзистором T_1 (лучше всего использовать монолитный сдвоенный транзистор), передает в нагрузку такой же

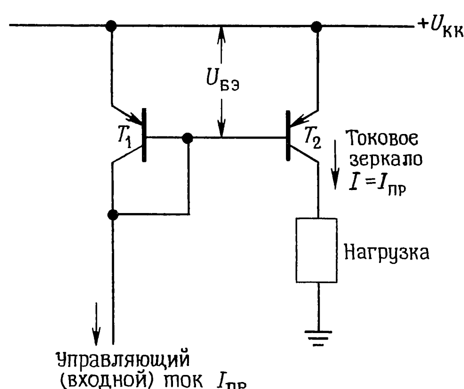


Рис. 2.44. Классическая схема токового зеркала на основе согласованной пары биполярных транзисторов. Отметим, что положительное питающее напряжение принято обозначать $U_{КК}$, даже в тех случаях, когда используются транзисторы *p-n-p*-типа.

ток, что задан для T_1. Небольшими базовыми токами можно пренебречь.

Одно из достоинств описанной схемы состоит в том, что ее диапазон устойчивости по напряжению равен $U_{КК}$ за вычетом нескольких десятых долей вольта, так как нет падения напряжения на эмиттерном резисторе. Кроме того, во многих случаях удобно задавать ток с помощью тока. Легче всего получить управляющий ток $I_{пр}$ с помощью резистора (рис. 2.45). В связи с тем, что эмиттерные переходы транзисторов представляют собой диоды, падение напряжения на которых мало по сравнению с $U_{КК}$, резистор 14,4 кОм формирует управляющий, а следовательно, и выходной ток величиной 1 мА. Токовые

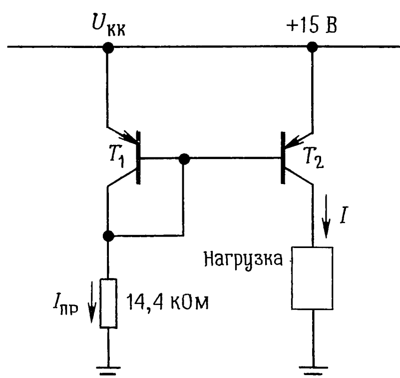


Рис. 2.45.

зеркала можно использовать в тех случаях, когда в транзисторной схеме необходим источник тока. Их широко используют при проектировании интегральных схем, когда: а) под рукой есть много согласованных транзисторов и б) разработчик хочет создать схему, которая бы работала в широком диапазоне питающих напряжений. Существуют даже безрезисторные интегральные операционные усилители, в которых режимный ток всего усилителя задается с помощью одного внешнего резистора, а токи отдельных внутренних усилительных каскадов формируются с помощью токовых зеркал.

Недостатки токовых зеркал, обусловленные эффектом Эрли. Простое токовое зеркало обладает одним недостатком: выходной ток несколько изменяется при изменении выходного напряжения, т. е. выходное сопротивление схемы не бесконечно. Это связано с тем, что при заданном токе транзистора T_2 напряжение $U_{БЭ}$ слегка меняется в зависимости от коллекторного напряжения (проявление эффекта Эрли); иначе говоря, график зависимости коллекторного тока от напряжения между коллектором и эмиттером при фиксированном напряжении между базой и эмиттером не является горизонтальной линией (рис. 2.46). Практически ток может изменяться приблизительно на 25% в диапазоне устойчивой работы схемы, т. е. характеристики такой схемы существенно хуже, чем характеристики рассмотренного выше источника тока с эмиттерным резистором.

Если же нужен более высококачественный источник тока (чаще всего таких требований не возникает), то подойдет схема,

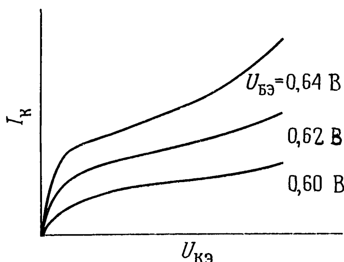


Рис. 2.46.

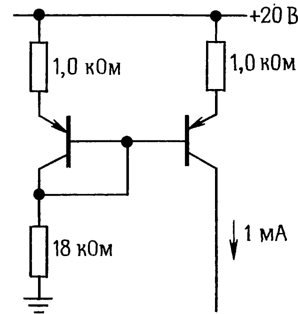


Рис. 2.47. Улучшенная схема токового зеркала.

показанная на рис. 2.47. Эмиттерные резисторы выбраны таким образом, что падение напряжения на них составляет несколько десятых долей вольта; такая схема – гораздо лучший источник тока, так как в ней изменения напряжения $U_{БЭ}$, обусловленные изменениями напряжения $U_{КЭ}$, оказывают пренебрежимо малое влияние на выходной ток. В этой схеме также следует использовать согласованные транзисторы.

Токовое зеркало Уилсона. На рис. 2.48 представлено еще одно токовое зеркало, обеспечивающее высокую степень постоянства выходного тока. Транзисторы T_1 и T_2 включены как в обычном токовом зеркале. Благодаря транзистору T_3 потенциал коллектора транзистора T_1 фиксиро-

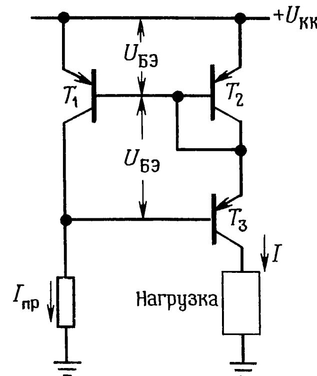


Рис. 2.48. Токовое зеркало Уилсона. Влияние изменений напряжения на нагрузке на выходной ток подавлено за счет каскодного включения транзистора T_3, которое позволяет уменьшить изменения напряжения транзистора T_1.

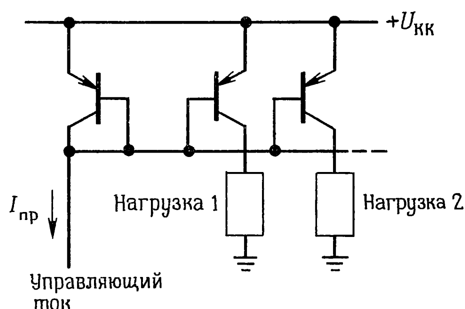


Рис. 2.49. Схема токового зеркала с несколькими выходами. Эта схема широко используется для получения нескольких программируемых источников тока.

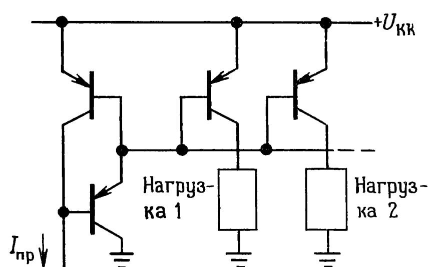
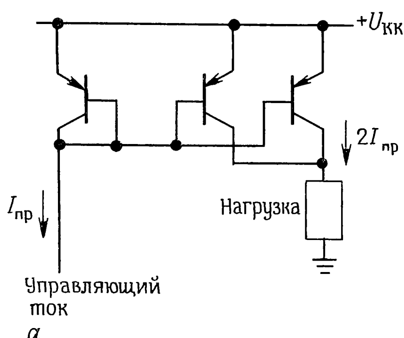


Рис. 2.50.

ван и на удвоенную величину падения напряжения на диоде ниже, чем напряжение питания $U_{КК}$. Такое включение позволяет подавить эффект Эрли в транзисторе T_1, коллектор которого теперь служит для задания режима работы схемы; выходной ток определяется транзистором T_2. Транзистор T_3 не влияет на баланс токов, если его базовый ток пренебрежимо мал; его единственная функция состоит в том, чтобы зафиксировать потенциал коллектора T_1. В результате в токозадающих транзисторах T_1 и T_2 падения напряжения на эмиттерных переходах фиксированы; транзистор T_3 можно рассматривать как элемент, который просто передает выходной ток в нагрузку, напряжение на которой является переменным (аналогичный прием используют при каскодном включении, которое мы рассмотрим позже). Кстати, транзистор T_3 не обязательно согласовывать с транзисторами T_1 и T_2.

Схемы с несколькими выходами и коэффициенты отражения тока. Схему токового зеркала можно построить так, что вытекающий выходной ток (или втекающий – в случае использования транзисторов *n–p–n*-типа) будет передаваться в несколько нагрузок. О том, как эта идея воплощается в жизнь, дает представление схема, изображенная на рис. 2.49. Отметим, что если один из транзисторов-источников тока переходит в режим насыщения (в том случае, например, когда отключается его нагрузка), то его база будет отбирать повышенный ток из общей линии, соединяющей базы всех транзисторов, и в связи с этим уменьшаются остальные выходные токи. Положение можно улучшить, если включить в схему еще один транзистор (рис. 2.50).

На рис. 2.51 представлены два варианта многовыходного токового зеркала. Эти схемы отражают удвоенный (или поло-



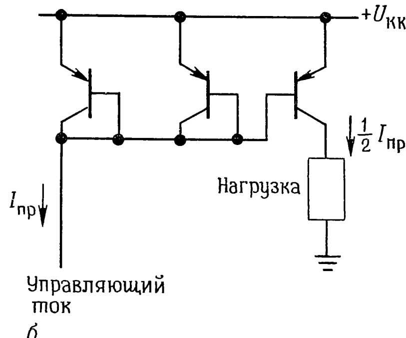


Рис. 2.51. Токовые зеркала, в которых коэффициент отражения тока отличен от 1 : 1.

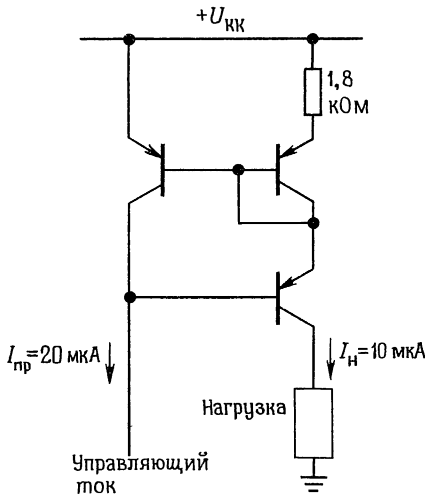


Рис. 2.52. Снижение выходного тока с помощью эмиттерного резистора. Отметим, что выходной ток здесь не кратен управляющему.

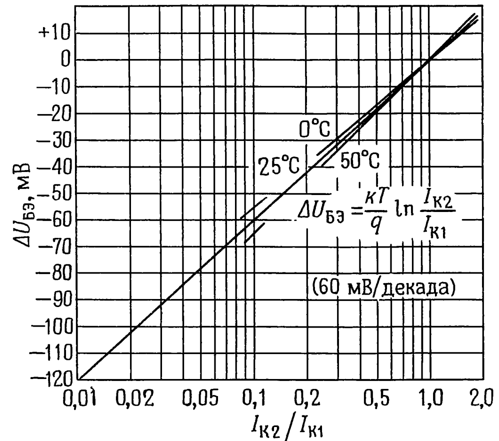


Рис. 2.53. Зависимость отношения коллекторных токов в согласованных парах транзисторов от разности напряжений база–эмиттер.

винный) управляющий ток. При разработке токовых зеркал в интегральных схемах коэффициент отражения тока задают путем выбора размеров (площадей) эмиттерных переходов.

Фирма Texas Instruments предлагает токовые зеркала Уилсона в виде законченных монолитных схем в удобных транзисторных корпусах типа ТО-92. Серия TL011 включает схемы, которые обеспечивают отношения 1:1, 1:2, 1:4 и 2:1, при этом диапазон устойчивости выходного напряжения определяется значениями от 1,2 до 40 В. Схема Уилсона обладает хорошими характеристиками источника тока–при постоянном программирующем токе выходной ток увеличивается только на 0,05% на вольт–помимо всего она очень недорога (50 центов и дешевле). К сожалению, эти полезные схемы существуют только на транзисторах *n–p–n*-типа.

Еще один способ получения выходного тока, кратного управляющему, состоит во включении дополнительного резистора в цепь эмиттера выходного транзистора (рис. 2.52). Если схема работает с токами различной плотности, то, согласно уравнению Эберса–Молла, разность напряжений $U_{БЭ}$ зависит только от отношения плотностей токов. Для согласованных транзисторов отношение коллекторных токов равно отношению плотностей токов. График на рис. 2.53 позволяет определить разность напряжений между базой и эмиттером в подобном случае и полезен при разработке токовых зеркал с неединичным отражением.

Упражнение 2.12. Покажите, что токовое зеркало с неединичным отражением, показанное на рис. 2.52, работает так, как мы описали.

НЕКОТОРЫЕ ТИПЫ УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ

2.15. Двухтактные выходные каскады

В этой главе уже было отмечено, что если в эмиттерном повторителе используется транзистор *n–p–n*-типа, то ток не может втекать в схему, если же используется транзистор *p–n–p*-типа, то ток не может вытекать. В результате повторитель с несимметричным выходом, в котором используются расщепленные источники питания, а ток покоя имеет большую величину, при двуполярном сигнале может работать только на заземленную нагрузку (такие схемы называют иногда усилителями класса А). Ток покоя должен

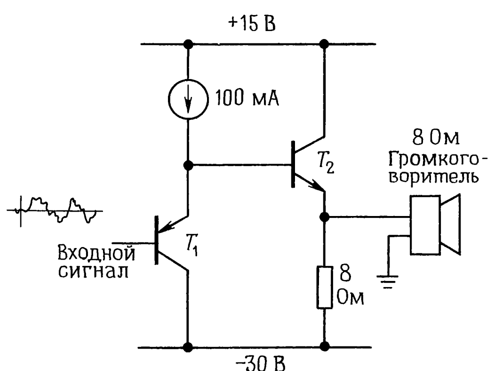


Рис. 2.54. Усилитель громкоговорителя на 10 Вт, построенный на основе эмиттерного повторителя с однополюсным выходом, рассеивает мощность 165 Вт!

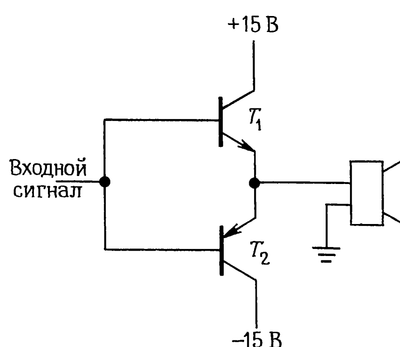


Рис. 2.55. Двухтактная схема эмиттерного повторителя.

быть по крайней мере таким же большим, как максимальный выходной ток при пиковых значениях сигнала, в результате схема в состоянии покоя рассеивает большую мощность. Например, на рис. 2.54 показана схема повторителя, который работает на нагрузку с сопротивлением 8 Ом и мощностью до 10 Вт. Повторитель T_1 на транзисторе *p–n–p*-типа служит для того, чтобы снизить требования к мощности входного сигнала схемы и скомпенсировать напряжение смещения $U_{БЭ}$ в транзисторе T_2 (напряжение 0 В на входе дает 0 В на выходе). Конечно, для простоты T_1 можно было бы опустить. Большой источник тока, используемый в качестве нагрузки в цепи эмиттера T_1, служит для того, чтобы обеспечить достаточный базовый ток для T_2 при пиковом значении сигнала. Резистор в цепи эмиттера не используют потому, что он должен был бы иметь слишком малое сопротивление (50 Ом или меньше), для того чтобы при пиковом значении сигнала можно было гарантировать базовый ток T_2, равный по крайней мере 50 мА; при этом ток нагрузки был бы максимальным, а падение напряжения на резисторе минимальным; результирующий ток покоя T_1 оказался бы чрезмерно большим.

Выходной сигнал схемы может изменяться в диапазоне ± 15 В (пиковые значения) и отдавать в нагрузку требуемую мощность (эффективное напряжение 9 В на сопротивлении 8 Ом). Однако в отсутствие сигнала выходной транзистор рассеивает мощность 55 Вт, а эмиттерный резистор – еще 110 Вт. Для усилителей такого типа, принадлежащих к классу А (транзистор всегда в открытом состоянии), характерно, что мощность, рассеиваемая в состоянии покоя, во много раз превышает максимальную выходную мощность; схема оставляет желать лучшего, особенно если речь идет о системах, связанных с большим выделением мощности.

На рис. 2.55 показана двухтактная схема повторителя, которая работает аналогичным образом. Транзистор T_1 открыт при положительных значениях сигнала, а транзистор T_2 – при отрицательных. При нулевом входном напряжении коллекторного тока нет и мощность не расеивается. При выходной мощности 10 Вт каждый транзистор рассеивает мощность менее 10 Вт.

Переходные искажения в двухтактных каскадах. Предыдущей схеме присуще следующее свойство: выходной сигнал отслеживает входной сигнал с разницей на величину падения напряжения $U_{БЭ}$; на положительном интервале входного сигнала выходное напряжение примерно на 0,6 В меньше, чем входное, на отрицательном интервале наоборот. Для синусоидального входного сигнала выходной сигнал будет таким, как показано на рис.

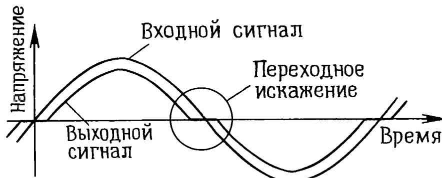


Рис. 2.56. Переходные искажения в двухтактном повторителе.

2.56. На языке радиотехники такое искажение сигнала называется переходным искажением. Лучше всего немного сместить двухтактный каскад в состояние проводимости, как показано на рис. 2.57 (еще один метод устранения переходного искажения связан с использованием обратной связи, хотя он имеет некоторые недостатки).

Резисторы смещения R переводят диоды в состояние проводимости, благодаря этому напряжение на базе T_1 превышает входное напряжение на величину падения напряжения на диоде, а напряжение на базе T_2 на величину падения напряжения на диоде меньше, чем входное напряжение. Теперь, когда входной сигнал проходит через нуль, проводящим транзистором вместо T_2 становится T_1; один из выходных транзисторов всегда открыт. Резистор R выбран так, чтобы обеспечивался необходимый базовый ток в выходных транзисторах при пиковых значениях выходного сигнала. Например, если

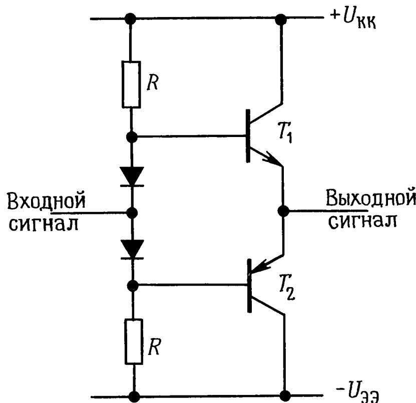


Рис. 2.57. Устранение переходных искажений за счет смещения двухтактного повторителя.

используются источники питания ± 20 В, а нагрузка имеет сопротивление 8 Ом и мощность 10 Вт для синусоидального сигнала, пиковое базовое напряжение составляет около 13,5 В, а пиковый ток нагрузки 1,6 А. Допустим, что коэффициент β транзистора равен 50 (мощные транзисторы обычно имеют меньший коэффициент усиления по току, чем малосигнальные транзисторы), тогда для получения базового тока, равного 32 мА, потребуются базовые резисторы с сопротивлением 220 Ом (при пиковом значении сигнала ток базы будет определяться напряжением 6,5 В, равным разности 13,5 В и напряжения источника питания $U_{КК}$).

Температурная стабильность двухтактных усилителей класса В. Рассмотренный выше усилитель (иногда такие схемы называют усилителями класса В, при этом имеют в виду, что каждый транзистор находится в открытом состоянии только в течение половины периода входного сигнала) имеет один серьезный недостаток: он не обладает температурной стабильностью. По мере того как выходные транзисторы нагреваются (когда приложен входной сигнал, они нагреваются, так как рассеивают мощность), напряжение $U_{БЭ}$ начинает убывать, а коллекторный ток покоя – возрастать. Выделяющееся при этом дополнительное тепло усугубляет положение и повышает вероятность того, что в схеме разовьется неконтролируемая тепловая положительная обратная связь (эта вероятность зависит от ряда факторов: насколько велик радиатор для отвода тепла, совпадает ли температура диодов с температурой транзисторов и др.). Даже если этого не произойдет и схема не выйдет из строя, необходимо обеспечить более надежное управление ее работой; обычно прибегают к схеме, показанной на рис. 2.58.

Для примера здесь показан случай, когда входной сигнал снимается с коллектора предшествующего каскада; резистор выполняет двойную функцию: он является коллекторным резистором транзистора T_1 и формирует ток для смещения диодов и смещающего резистора в основной двухтактной схеме. Резисторы R_3 и R_4

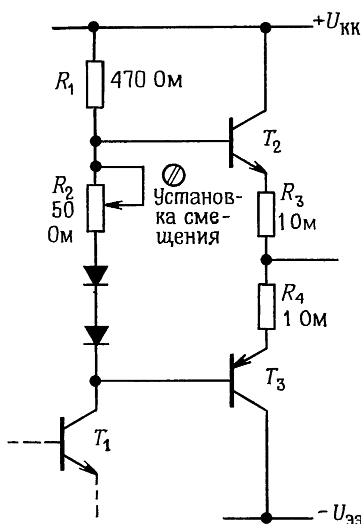


Рис. 2.58. Увеличение температурной стабильности двухтактного повторителя за счет включения в схему небольших эмиттерных резисторов.

обычно имеют сопротивление несколько ом или ниже; они «амортизируют» критическое смещение тока покоя: напряжение между базами выходных транзисторов должно быть немного больше, чем удвоенное падение напряжения на диоде; дополнительное падение напряжения обеспечивает регулируемый резистор смещения R_2 (его часто заменяют еще одним диодом). Падение напряжения на резисторах R_3 и R_4 составляет несколько десятых долей вольта, благодаря этому температурное изменение напряжения $U_{БЭ}$ не приводит к быстрому возрастанию тока (чем больше падение напряжения на R_3 и R_4, тем менее чувствителен к температуре ток) и схема работает стабильно. Стабильность увеличивается, если диоды имеют тепловой контакт с выходными транзисторами (или их радиаторами).

Температурную стабильность схемы можно оценить, если вспомнить, что падение напряжения между базой и эмиттером уменьшается примерно на 2,1 мВ при увеличении температуры на каждый градус (°C), а коллекторный ток увеличивается в 10 раз при каждом увеличении напряжения между базой и эмиттером на 60 мВ. Например, если резистор R_2 заменить диодом, то напряжение между базами транзисторов T_2 и T_3 будет равно утроенному падению напряжения на диоде, а на последовательное соединение резисторов R_3 и R_4 будет приходиться падение напряжения, равное падению напряжения на диоде. (Следовательно, резисторы R_3 и R_4 должны быть подобраны таким образом, чтобы обеспечивался нужный ток покоя, например 50 мА для усилителя звуковых частот.) Самым худшим для этой схемы является случай, когда смещающие диоды не имеют теплового контакта с выходными транзисторами.

Рассмотрим такой самый худший случай и вычислим увеличение тока покоя выходного каскада, соответствующее повышению температуры выходного транзистора на 30 °C. Кстати, для усилителя мощности такое увеличение температуры не является большим. Указанное повышение температуры при постоянном значении тока приводит к уменьшению напряжения $U_{БЭ}$ выходных транзисторов приблизительно на 63 мВ и к увеличению падения напряжения на резисторах R_3 и R_4 приблизительно на 20% (т. е. приблизительно на 20% увеличивается ток покоя). Для усилителя без эмиттерных резисторов (рис. 2.57) аналогичный расчет показывает, что ток покоя увеличится в 10 раз (напомним, что ток $I_К$ увеличивается в 10 раз при возрастании напряжения $U_{БЭ}$ на 60 мВ), т. е. его рост составит 1000%. Очевидно, что температурная стабильность последней схемы с резисторами смещения в цепях эмиттеров значительно выше.

Еще одно преимущество этой схемы состоит в том, что регулировка тока покоя позволяет управлять величиной переходных искажений. Двухтактные усилители, в которых смещение используется для получения достаточно большого тока покоя в момент перехода сигнала через нуль, называют иногда усилителями класса АВ; это название подразумевает, что в течение некоторого интервала времени оба транзистора находятся в состоянии проводимости. Практически при выборе тока покоя следует найти компромисс между уменьшением искажения и рассеи-

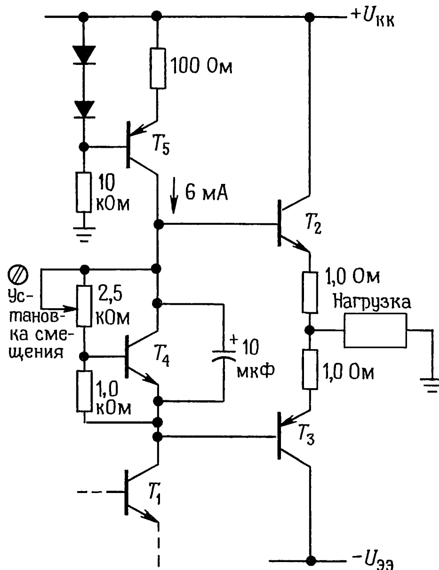


Рис. 2.59. Схема задания смещения двухтактного выходного каскада для уменьшения переходных искажений и повышения температурной стабильности.

ваемой мощностью в состоянии покоя. Почти всегда для ослабления переходного искажения используют еще обратную связь, о которой пойдет речь в следующей главе.

Другой метод смещения двухтактного повторителя представлен на рис. 2.59. Транзистор T_4 работает как регулируемый диод: базовые резисторы образуют делитель напряжения, благодаря которому напряжение между коллектором и эмиттером T_4 стабилизируется при значении, пропорциональном напряжению между базой и эмиттером (оно равно падению напряжения на диоде); при увеличении напряжения $U_{КЭ}$ транзистор переходит в режим большей проводимости, и наоборот. Например, если оба резистора имеют сопротивления 1 кОм, то транзистор удерживает напряжение между коллектором и эмиттером, равное удвоенному падению напряжения на диоде. В показанном на рис. 2.59 случае регулировка смещения позволяет установить напряжение между базами в диапазоне от 1 до 3,5 падения напряжения на диоде. Конденсатор емкостью 1 мкФ служит для того, чтобы на базы выходных транзисторов поступил одинаковый сигнал: такой шунтирующий конденсатор полезен в любой схеме смещения. В данной схеме коллекторный резистор транзистора T_1 заменен источником тока T_5. Эту разновидность схемы с успехом используют на практике – дело в том, что с помощью резистора бывает иногда трудно получить нужный базовый ток для транзистора T_2 при значениях сигнала, близких к максимальным. Для того чтобы удовлетворить требованиям со стороны транзистора T_2, резистор должен быть небольшим, но тогда большим будет коллекторный ток покоя транзистора T_1 (рассеиваемая мощность также будет велика), а коэффициент усиления по напряжению также будет небольшим (напомним, что $K = -R_К/R_Э$). Задачу формирования базового тока для транзистора T_2 позволяет решить также метод следящей связи, который мы рассмотрим ниже.

2.16. Составной транзистор (схема Дарлингтона)

Если соединить транзисторы, как показано на рис. 2.60, то полученная схема будет работать как один транзистор, причем его коэффициент β будет равен произведению коэффициентов β составляющих транзисторов. Этот прием полезен для схем, работающих с большими токами (например, для стабилизаторов напряжения или выходных каскадов усилителей мощности) или для входных каскадов усилителей, если необходимо обеспечить большой входной импеданс.

В транзисторе Дарлингтона падение на-

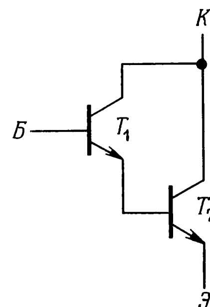


Рис. 2.60. Составной транзистор Дарлингтона.

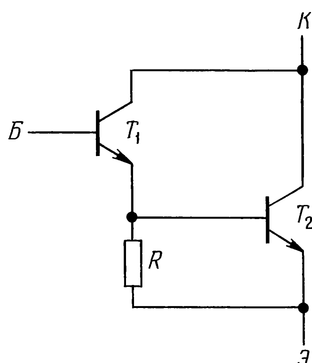


Рис. 2.61. Повышение скорости выключения в составном транзисторе Дарлингтона.

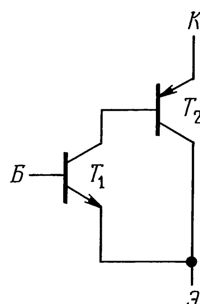


Рис. 2.62. Соединение транзисторов по схеме Шиклаи («дополняющий транзистор Дарлингтона»).

пряжения между базой и эмиттером в два раза больше обычного, а напряжение насыщения равно по крайней мере падению напряжения на диоде (так как потенциал эмиттера транзистора T_1 должен превышать потенциал эмиттера транзистора T_2 на величину падения напряжения на диоде). Кроме того, соединенные таким образом транзисторы ведут себя как один транзистор с достаточно малым быстродействием, так как транзистор T_1 не может быстро выключить транзистор T_2. С учетом этого свойства обычно между базой и эмиттером транзистора T_2 включают резистор (рис. 2.61). Резистор R предотвращает смещение транзистора T_2 в область проводимости за счет токов утечки транзисторов T_1 и T_2. Сопротивление резистора выбирают так, чтобы токи утечки (измеряемые в наноамперах для малосигнальных транзисторов и в сотнях микроампер для мощных транзисторов) создавали на нем падение напряжения, не превышающее падения напряжения на диоде, и вместе с тем чтобы через него протекал ток, малый по сравнению с базовым током транзистора T_2. Обычно сопротивление R составляет несколько сотен ом в мощном транзисторе Дарлингтона и несколько тысяч ом в малосигнальном транзисторе Дарлингтона.

Промышленность выпускает транзисторы Дарлингтона в виде законченных модулей, включающих, как правило, и эмиттерный резистор. Примером такой стандартной схемы служит мощный *n–p–n*-транзистор Дарлингтона типа 2N6282, его коэффициент усиления по току равен 4000 (типичное значение) для коллекторного тока, равного 10 А.

Соединение транзисторов по схеме Шиклаи (Sziklai). Соединение транзисторов по схеме Шиклаи представляет собой схему, подобную той, которую мы только что рассмотрели. Она также обеспечивает увеличение коэффициента β. Иногда такое соединение называют комплементарным транзистором Дарлингтона (рис. 2.62). Схема ведет себя как транзистор *n–p–n*-типа, обладающий большим коэффициентом β. В схеме действует одно напряжение между базой и эмиттером, а напряжение насыщения, как и в предыдущей схеме, равно по крайней мере падению напряжения на диоде. Между базой и эмиттером транзистора T_2 рекомендуется включать резистор с небольшим сопротивлением. Разработчики применяют эту схему в мощных двухтактных выходных каскадах, когда хотят использовать выходные транзисторы только одной полярности. Пример такой схемы показан на рис. 2.63. Как и прежде, резистор представляет собой коллекторный резистор транзистора T_1. Транзистор Дарлингтона, образованный транзисторами T_2 и T_3, ведет себя как один транзистор *n–p–n*-типа с большим коэффициентом усиления по току. Транзисторы T_4 и T_5, соединенные по схеме Шиклаи, ведут себя как мощный транзи-

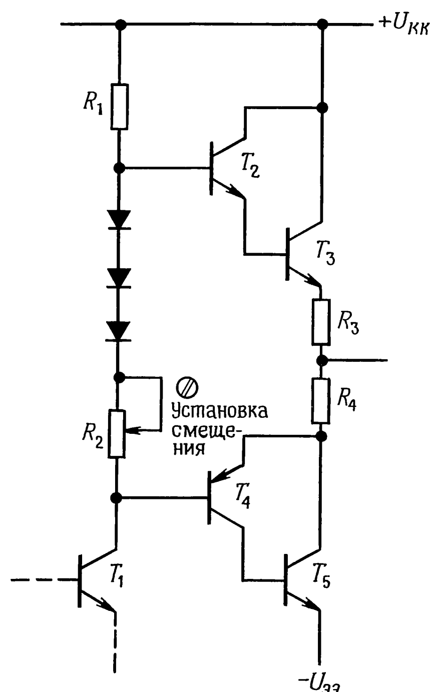


Рис. 2.63. Мощный двухтактный каскад, в котором использованы выходные транзисторы только *n–p–n*-типа.

стор *p–n–p*-типа с большим коэффициентом усиления. Как и прежде, резисторы R_3 и R_4 имеют небольшое сопротивление. Эту схему иногда называют двухтактным повторителем с квазидополнительной симметрией. В настоящем каскаде с дополнительной симметрией (комплементарном) транзисторы T_4 и T_5 были бы соединены по схеме Дарлингтона.

Транзистор со сверхбольшим значением коэффициента усиления по току. Составные транзисторы – транзистор Дарлингтона и ему подобные – не следует путать с транзисторами со сверхбольшим значением коэффициента усиления по току, в которых очень большое значение коэффициента $h_{21Э}$ получают в ходе технологического процесса изготовления элемента. Примером такого элемента служит транзистор типа 2N5962, для которого гарантируется минимальный коэффициент усиления по току, равный 450, при изменении коллекторного тока в диапазоне от 10 мкА до 10 мА; этот транзистор принадлежит к серии элементов 2N5961–2N5963, которая характеризуется диапазоном максимальных напряжений $U_{КЭ}$ от 30 до 60 В (если коллекторное напряжение должно быть больше, то следует пойти на уменьшение значения β). Промышленность выпускает согласованные пары транзисторов со сверхбольшим значением коэффициента β. Их используют в усилителях с низким уровнем сигнала, для которых транзисторы должны иметь согласованные характеристики; этому вопросу посвящен разд. 2.18. Примерами подобных стандартных схем служат схемы типа LM394 и MAT-01; они представляют собой транзисторные пары с большим коэффициентом усиления, в которых напряжение $U_{БЭ}$ согласовано до долей милливольта (в самых хороших схемах обеспечивается согласование до 50 мкВ), а коэффициент $h_{21Э}$ – до 1%. Схема типа MAT-03 представляет собой согласованную пару *p–n–p*-транзисторов.

Транзисторы со сверхбольшим значением коэффициента β можно объединять по схеме Дарлингтона. При этом базовый ток смещения можно сделать равным всего лишь 50 пкА (примерами таких схем служат операционные усилители типа LM111 и LM316.

2.17. Следящая связь

При задании напряжения смещения, например в эмиттерном повторителе, резисторы делителя в цепи базы выбирают так, чтобы делитель по отношению к базе выступал в качестве жесткого источника напряжения, т. е. чтобы сопротивление параллельно включенных резисторов было значительно меньше, чем входное сопротивление схемы со стороны базы. В связи с этим входное сопротивление всей схемы определяется делителем напряжения – для сигнала, поступающего на ее вход, входное сопротивление оказывается гораздо меньше, чем это действительно необходимо. На рис. 2.64 показан соответствующий пример. Полное входное сопротивление схемы равно приблизительно 9 кОм, а сопротивление делителя напряжения для входного сигнала равно 10 кОм. Жела-

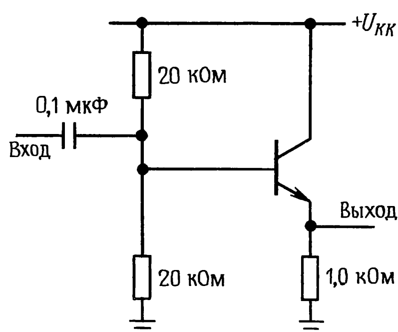


Рис. 2.64.

тельно, чтобы входное сопротивление всегда было большим, и уж во всяком случае неразумно нагружать источник входного сигнала схемы делителем, который в конечном счете нужен только для того, чтобы обеспечить смещение транзистора. Выйти из затруднения позволяет метод следящей связи (рис. 2.65). Смещение транзистора обеспечивают резисторы R_1, R_2, R_3. Конденсатор C_2 выбирают таким, чтобы его полное сопротивление на частотах сигнала было мало по сравнению с сопротивлением резисторов смещения. Как всегда смещение будет стабильным, если сопротивление его источника по постоянному току, приведенное в базе (в данном случае 9,7 кОм), значительно меньше сопротивления по постоянному току со стороны базы (в данном случае $\approx$ 100 кОм). Но здесь входное сопротивление для частот сигнала не равно сопротивлению по постоянному току. Рассмотрим путь прохождения сигнала: входной сигнал $U_{вх}$ порождает сигнал на эмиттере $u_Э \approx u_{вх}$, поэтому приращение тока, протекающего через резистор смещения R_3, составит $i = (u_{вх} - u_Э)/R_3 \approx 0$, т. е. $Z_{вх} = u_{вх}/i_{вх}) \approx \infty$. Мы получили, что входное (шунтирующее) сопротивление схемы смещения очень велико для *частот сигнала.*

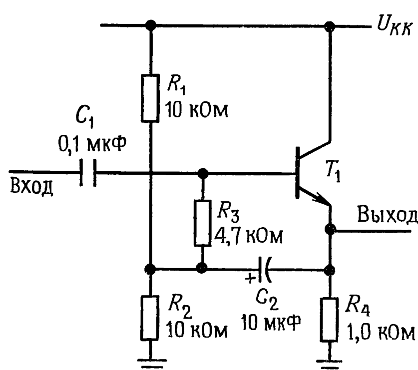


Рис. 2.65. Повышение входного импеданса эмиттерного повторителя на частотах сигнала за счет включения в цепь следящей связи делителя, обеспечивающего смещение базы.

Другой подход к анализу схемы основан на том, что падение напряжения на резисторе R_3 для всех частот сигнала одинаково (так как напряжение между его выводами изменяется одинаково), т. е. он представляет собой источник тока. Но сопротивление источника тока бесконечно. На самом деле фактическое значение сопротивления не бесконечно, так как коэффициент усиления повторителя немного меньше 1. Последнее вызывается тем, что падение напряжения между базой и эмиттером зависит от коллекторного тока, который изменяется при изменении уровня сигнала. Тот же результат можно получить, если рассмотреть делитель, образованный выходным сопротивлением со стороны эмиттера [$r_Э = 25/I_К$ (мА) Ом] и эмиттерным резистором. Если коэффициент усиления повторителя по напряжению обозначить $A (A \approx 1)$, то действующее значение сопротивления R_3 на частотах сигнала равно $R_3/(1 - A)$. На практике действующее значение сопротивления R_3 больше его номинала приблизительно в 100 раз, и во входном сопротивлении преобладает входное сопротивление транзистора со стороны базы. В инвертирующем усилителе с общим эмиттером может быть выполнена аналогичная следящая связь, так как сигнал на эмиттере повторяет сигнал на базе. Обратите внимание, что схема делителя напряжения смещения запитывается по переменному току (на частотах сигнала) с низкоомного эмиттерного выхода, поэтому входному сигналу не приходится этим заниматься.

Следящая связь в коллекторной нагрузке. Принцип следящей связи можно использовать для увеличения действующего (эффективного) сопротивления коллекторного нагрузочного резистора, если

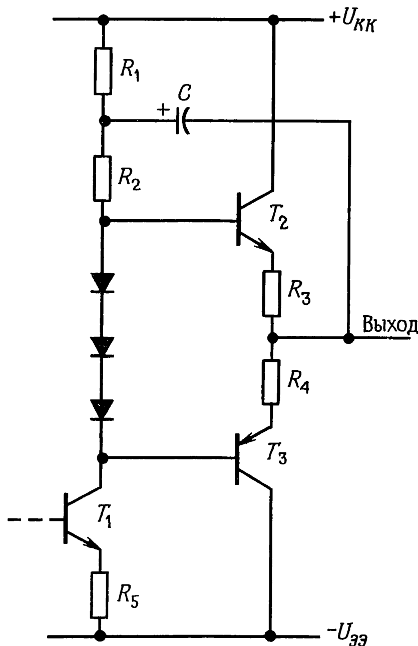


Рис. 2.66. Следящая связь в коллекторной нагрузке усилителя мощности, представляющего собой нагружающий каскад.

каскад нагружен на повторитель. При этом существенно увеличится коэффициент усиления каскада по напряжению [напомним, что $K_U = -g_m R_К$, а $g_m = 1/(R_Э + r_Э)$]. На рис. 2.66 показан пример двухтактного выходного каскада со следящей связью, построенной подобно рассмотренной выше схеме двухтактного повторителя. Так как выход повторяет сигнал на базе транзистора T_2, конденсатор C создает следящую связь в коллекторную нагрузку транзистора T_1 и поддерживает постоянное падение напряжения на резисторе R_2 при наличии сигнала (импеданс конденсатора C должен быть малым по сравнению с R_1 и R_2 во всей полосе частот сигнала). Благодаря этому резистор R_2 становится подобен источнику тока, увеличивается коэффициент усиления транзистора T_1 по напряжению и поддерживается достаточное напряжение на базе транзистора T_2 даже при пиковых значениях сигнала. Когда сигнал становится близким к напряжению питания $U_{КК}$, потенциал в точке соединения резисторов R_1 и R_2 становится больше, чем $U_{КК}$, благодаря заряду, накопленному конденсатором C. При этом если $R_1 = R_2$ (неплохой вариант выбора резисторов), то потенциал в точке их соединения превысит $U_{КК}$ в 1,5 раза в тот момент, когда выходной сигнал станет равен $U_{КК}$. Эта схема завоевала большую популярность при разработке бытовых усилителей низкой частоты, хотя простой источник тока обладает преимуществами перед схемой со следящей связью, так как отпадает необходимость в использовании нежелательного элемента – электролитического конденсатора – и обеспечиваются лучшие характеристики на низких частотах.

2.18. Дифференциальные усилители

Дифференциальный усилитель – это широко известная схема, используемая для усиления разности напряжений двух входных сигналов. В идеальном случае выходной сигнал не зависит от уровня каждого из входных сигналов, а определяется только их разностью. Когда уровни сигналов на обоих входах изменяются одновременно, то такое изменение входного сигнала называют синфазным. Дифференциальный или разностный входной сигнал называют еще нормальным или полезным. Хороший дифференциальный усилитель обладает высоким *коэффициентом ослабления синфазного сигнала* (КОСС), который представляет собой отношение выходного полезного сигнала к выходному синфазному сигналу, при условии что полезный и синфазный входные сигналы имеют одинаковую амплитуду. Обычно КОСС определяют в децибелах. Диапазон изменения синфазного входного сигнала задает допустимые уровни напряжения, относительно которого должен изменяться входной сигнал.

Дифференциальные усилители используют в тех случаях, когда слабые сигналы можно потерять на фоне шумов. Примерами таких сигналов являются цифровые сигналы, передаваемые по длинным кабелям (кабель обычно состоит из двух скрученных проводов), звуковые сигналы (в радиотехнике понятие «балансный» импе-

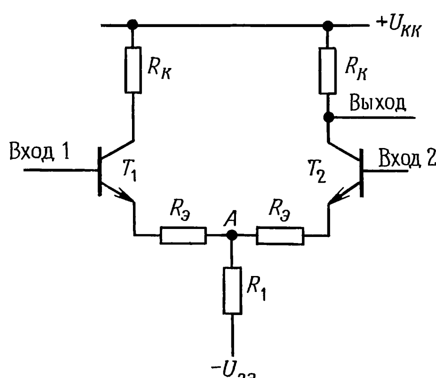


Рис. 2.67. Классический транзисторный дифференциальный усилитель.

данс обычно связывают с дифференциальным импедансом 600 Ом), радиочастотные сигналы (двухжильный кабель является дифференциальным), напряжения электрокардиограмм, сигналы считывания информации из магнитной памяти и многие другие. Дифференциальный усилитель на приемном конце восстанавливает первоначальный сигнал, если синфазные помехи не очень велики. Дифференциальные каскады широко используют при построении операционных усилителей, которые мы рассматриваем ниже. Они играют важную роль при разработке усилителей постоянного тока (которые усиливают частоты вплоть до постоянного тока, т. е. не используют для межкаскадной связи конденсаторы): их симметричная схема по сути своей приспособлена для компенсации температурного дрейфа.

На рис. 2.67 показана основная схема дифференциального усилителя. Выходное напряжение измеряется на одном из коллекторов относительно потенциала земли; такой усилитель называют *схемой с однополюсным выходом* или *разностным усилителем* и он распространен наиболее широко. Этот усилитель можно рассматривать как устройство, которое усиливает дифференциальный сигнал и преобразует его в несимметричный сигнал, с которым могут работать обычные схемы (повторители напряжения, источники тока и т. п.). Если же нужен дифференциальный сигнал, то его снимают между коллекторами.

Чему равен коэффициент усиления этой схемы? Его нетрудно подсчитать: допустим, на вход подается дифференциальный сигнал, при этом напряжение на входе 1 увеличивается на величину $u_{вх}$ (изменение напряжения для малого сигнала по отношению ко входу).

До тех пор пока оба транзистора находятся в активном режиме, потенциал точки *A* фиксирован. Коэффициент усиления можно определить как и в случае усилителя на одном транзисторе, если заметить, что входной сигнал оказывается дважды приложенным к переходу база–эмиттер любого транзистора: $K_{диф} = R_К/2(r_э + R_Э)$. Сопротивление резистора $R_Э$ обычно невелико (100 Ом и меньше), а иногда этот резистор вообще отсутствует. Дифференциальное напряжение обычно усиливается в несколько сотен раз.

Для того чтобы определить коэффициент усиления синфазного сигнала, на оба входа усилителя нужно подать одинаковые сигналы $u_{вх}$. Если вы внимательно рассмотрите этот случай (и вспомните, что через резистор R_1 протекают оба эмиттерных тока), то получите $K_{синф} = -R_К/(2R_1 + R_Э)$. Мы пренебрегаем сопротивлением $r_э$, так как резистор R_1 обычно выбирают большим–его сопротивление составляет по крайней мере несколько тысяч ом. На самом деле сопротивлением $R_Э$ тоже можно пренебречь. КОСС приблизительно равен $R_1/(r_э + R_Э)$. Типичным примером дифференциального усилителя является схема, представленная на рис. 2.68. Рассмотрим, как она работает.

Сопротивление резистора $R_К$ выбрано так, чтобы коллекторный ток покоя можно было взять равным 100 мкА. Как обычно, для получения максимального динамического диапазона потенциал коллектора установлен равным 0,5 $U_{КК}$. У транзистора T_1 коллекторный резистор отсутствует, так как его выходной сигнал снимается с коллектора другого транзистора. Сопротивление резистора R_1 выбрано таким, что суммарный ток равен 200 мкА и поровну распределен между транзисторами, когда входной (дифференциальный) сигнал равен нулю. Согласно

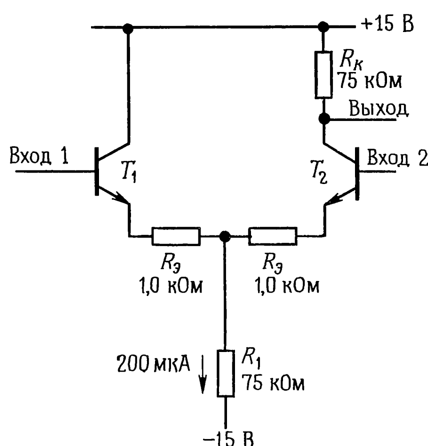


Рис. 2.68. Вычисление характеристик дифференциального усилителя.
$K_{диф} = U_{вых}/(U_1 - U_2) = (R_К/2(R_Э + r_э)$;
$К_{синф} = R_k/(2R_1 + R_Э + r_э)$;
КОСС $\approx R_1/(R_Э + r_э)$.

только что выведенным формулам коэффициент усиления дифференциального сигнала равен 30, а коэффициент усиления синфазного сигнала равен 0,5. Если исключить из схемы резисторы 1,0 кОм, то коэффициент усиления дифференциального сигнала станет равен 150, но при этом уменьшится входное (дифференциальное) сопротивление с 250 до 50 кОм (если необходимо, чтобы величина этого сопротивления имела порядок мегаом, то во входном каскаде можно использовать транзисторы Дарлингтона).

Напомним, что в несимметричном усилителе с заземленным эмиттером при выходном напряжении покоя 0,5 $U_{КК}$ максимальное усиление равно 20 $U_{КК}$, где $U_{КК}$ выражено в вольтах. В дифференциальном усилителе максимальное дифференциальное усиление (при $R_Э = 0$) вдвое меньше, т.е. численно равно двадцатикратному падению напряжения на коллекторном резисторе при аналогичном выборе рабочей точки. Соответствующий максимальный КОСС (при условии, что $R_Э = 0$) также численно в 20 раз превышает падение напряжения на R_1.

Упражнение 2.13. Убедитесь, что приведенные соотношения правильны. Разработайте дифференциальный усилитель по вашим собственным требованиям.

Дифференциальный усилитель можно образно назвать «длиннохвостой парой», так как, если длина резистора на условном обозначении пропорциональна величине его сопротивления, схему можно изобразить в таком виде, как показано на рис. 2.69. «Длинный хвост» определяет подавление синфазного сигнала, а небольшие сопротивления межэмиттерной связи (включающие собственные сопротивления эмиттеров) – усиление дифференциального сигнала.

Смещение с помощью источника тока. Усиление синфазного сигнала в дифференциальном усилителе можно значительно уменьшить, если резистор R_1 заменить источником тока. При этом действующее значение сопротивления R_1 станет очень большим, а усиление синфазного сигнала будет ослаблено почти до нуля. Представим себе, что на входе действует синфазный сигнал; источник тока в эмиттерной цепи поддерживает полный эмиттерный ток постоянным, и он (в силу симметрии схемы) равномерно распределяется между двумя коллекторными цепями. Следовательно, сигнал на выходе схемы не изменяется. Пример подобной схемы приведен на рис. 2.70. Для этой схемы, в которой использованы монолитная транзисторная пара типа LM394 (транзисторы T_1 и T_2) и источник тока типа 2N5963, величина КОСС определяется отношением 100 000 : 1 (100 дБ). Диапазон входного синфазного сигнала ограничен значениями −12 и +7 В; нижний предел определяется рабочим диапазоном источника тока в эмит-

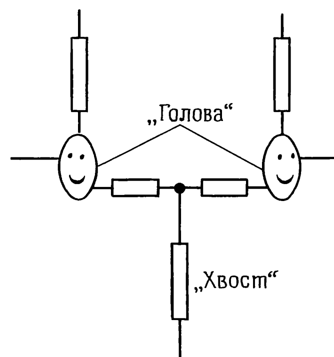


Рис. 2.69.

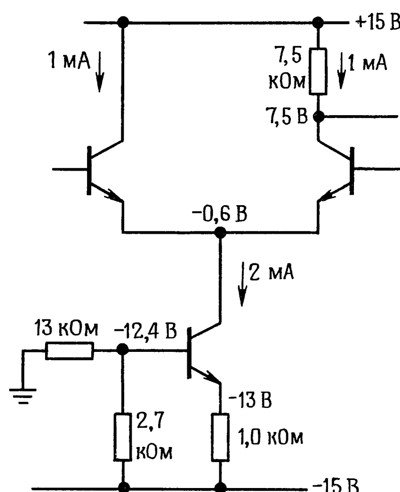


Рис. 2.70. Увеличение КОСС дифференциального усилителя с помощью источника тока.

терной цепи, а верхний–коллекторным напряжением покоя.

Не забывайте о том, что в этом усилителе, как и во всех транзисторных усилителях, должны быть предусмотрены цепи смещения по постоянному току. Если, например, для межкаскадной связи на входе используется конденсатор, то должны быть включены заземленные базовые резисторы. Еще одно предостережение относится в особенности к дифференциальным усилителям без эмиттерных резисторов: биполярные транзисторы могут выдержать обратное смещение на переходе база–эмиттер величиной не более 6 В, затем наступает пробой; значит, если подать на вход дифференциальное входное напряжение большей величины, то входной каскад будет разрушен (при условии, что отсутствуют эмиттерные резисторы). Эмиттерный резистор ограничивает ток пробоя и предотвращает разрушение схемы, но характеристики транзисторов могут в этом случае деградировать (коэффициент $h_{21э}$, шумы и др.). В любом случае входной импеданс существенно падает, если возникает обратная проводимость.

Применения дифференциальных схем в усилителях постоянного тока с однополюсным выходом. Дифференциальный усилитель может прекрасно работать как усилитель постоянного тока даже с несимметричными (односторонними) входными сигналами. Для этого нужно один из его входов заземлить, а на другой подать сигнал (рис. 2.71). Можно ли исключить «неиспользуемый» транзистор из схемы? Нет. Дифференциальная схема обеспечивает компенсацию температурного дрейфа, и, даже когда один вход заземлен, транзистор выполняет некоторые функции: при изменении температуры напряжения $U_{БЭ}$ изменяются на одинаковую величину, при этом не происходит никаких изменений на выходе и не нарушается балансировка схемы. Это значит, что изменение напряжения $U_{БЭ}$ не усиливается с коэффициентом $K_{диф}$ (его усиление определяется коэффициентом $K_{синф}$, который можно уменьшить почти до нуля). Кроме того, взаимная компенсация напряжений $U_{БЭ}$ приводит к тому, что на входе не нужно учитывать падения напряжения величиной 0,6 В. Качество такого усилителя постоянного тока ухудшается только из-за несогласованности напряжений $U_{БЭ}$ или их температурных коэффициентов. Промышленность выпускает транзисторные пары и интегральные дифференциальные усилители с очень высокой степенью согласования (например, для стандартной согласованной монолитной пары *n–p–n*-транзисторов типа MAT-01 дрейф напряжения $U_{БЭ}$ определяется величиной 0,15 мкВ/°С или 0,2 мкВ за месяц).

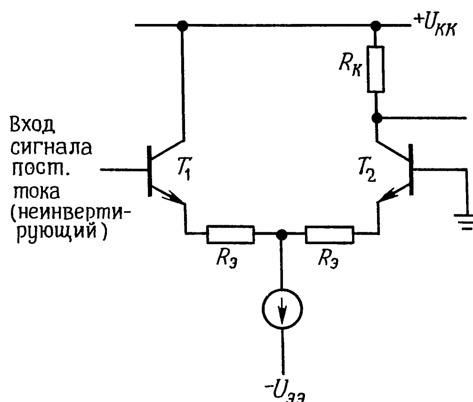


Рис. 2.71. Дифференциальный усилитель может работать как прецизионный усилитель постоянного тока с однополюсным выходом.

В предыдущей схеме можно заземлить любой из входов. В зависимости от того, какой вход заземлен, усилитель будет или не будет инвертировать сигнал. (Однако, из-за наличия эффекта Миллера, речь о котором пойдет в разд. 2.19, приведенная здесь схема предпочтительна для диапазона высоких частот). Представленная схема является неинвертирующей, значит, в ней заземлен инвертирующий вход. Терминология, относящаяся к дифференциальным усилителям, распространяется также на операционные усилители, которые представляют собой те же дифференциальные усилители с высоким коэффициентом усиления.

Использование токового зеркала в качестве активной нагрузки. Иногда желательно, чтобы однокаскадный дифференциальный усилитель, как и простой усилитель с заземленным эмиттером, имел большой коэффициент усиления. Красивое решение дает использование токового зеркала в качестве активной нагрузки усилителя (рис. 2.72). Транзисторы T_1 и T_2 образуют дифференциальную пару с источником тока в эмиттерной цепи. Транзисторы T_3 и T_4, образующие токовое зеркало, выступают в качестве коллекторной нагрузки. Тем самым обеспечивается высокое значение сопротивления коллекторной нагрузки, благодаря этому коэффициент усиления по напряжению достигает 5000 и выше при условии, что нагрузка на выходе усилителя отсутствует. Такой усилитель используют, как правило, только в схемах, охваченных петлей обратной связи, или в компараторах (их мы рассмотрим в следующем разделе). Запомните, что нагрузка для такого усилителя обязательно должна иметь большой импеданс, иначе усиление будет существенно ослаблено.

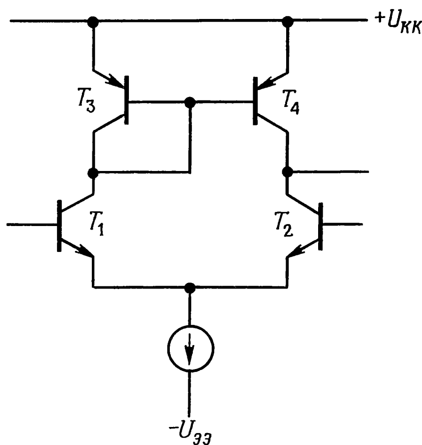


Рис. 2.72. Дифференциальный усилитель с токовым зеркалом в качестве активной нагрузки.

Дифференциальные усилители как схемы расщепления фазы. На коллекторах симметричного дифференциального усилителя возникают сигналы, одинаковые по амплитуде, но с противоположными фазами. Если снимать выходные сигналы с двух коллекторов, то получим схему расщепления фазы. Конечно, можно использовать дифференциальный усилитель с дифференциальными входами и выходами. Дифференциальный выходной сигнал можно затем использовать для управления еще одним дифференциальным усилительным каскадом, величина КОСС для всей схемы при этом значительно увеличивается.

Дифференциальные усилители как компараторы. Благодаря высокому коэффициенту усиления и стабильным характеристикам дифференциальный усилитель является основной составной частью *компаратора* – схемы, которая сравнивает входные сигналы и оценивает, какой из них больше. Компараторы используют в самых различных областях: для включения освещения и отопления, для получения прямоугольных сигналов из треугольных, для сравнения уровня сигнала с пороговым значением, в усилителях класса *D* и при импульсно-кодовой модуляции, для переключения источников питания и т. д. Основная идея при построении компаратора заключается в том, что транзистор должен включаться или выключаться в зависимости от уровней входных сигналов. Область линейного усиления не рассматривается – работа схемы основывается на том, что один из двух входных транзисторов в любой момент находится в режиме отсечки. Типичное применение с захватом сигнала рассматривается в следующем разделе на примере схемы регулирования температуры, в которой

используются резисторы, сопротивление которых зависит от температуры (термисторы).

2.19. Емкость и эффект Миллера

До сих пор мы пользовались моделью транзистора для сигналов постоянного тока или низкой частоты. В простейшей модели транзистора в виде усилителя тока и в более сложной модели Эберса–Молла напряжения, токи и сопротивления рассматривают со стороны различных выводов транзистора. Пользуясь этими моделями, мы уже охватили достаточно широкий круг вопросов, и на самом деле они содержат в себе почти все, что необходимо учитывать при разработке транзисторных схем. Однако до сих пор мы не принимали во внимание важный момент – внешние цепи и сами переходы транзистора обладают некоторой емкостью, которую необходимо учитывать при разработке быстродействующих и высокочастотных схем. На самом деле, на высоких частотах емкость зачастую определяет работу схемы: на частоте 100 МГц емкость перехода, равная 5 пкФ, имеет импеданс 320 Ом.

Более подробно мы рассмотрим этот вопрос в гл. 13. Сейчас мы хотим просто поставить вопрос, проиллюстрировать его на примере некоторых схем и предложить методы его решения. Конечно, в этой главе мы не можем не коснуться причины самого явления. Рассматривая транзистор в новом аспекте, мы познакомимся с *эффектом Миллера* и каскодными схемами.

Емкость схемы и перехода. Емкость ограничивает скорость изменения напряжений в схеме, так как любая схема имеет собственные конечные выходные импеданс и ток. Когда емкость перезаряжается от источника с конечным сопротивлением, ее заряд происходит по экспоненциальному закону с постоянной времени RC; если же емкость заряжает идеальный источник тока, то снимаемый с нее сигнал будет изменяться по линейному закону. Общая рекомендация заключается в следующем: для ускорения работы схемы

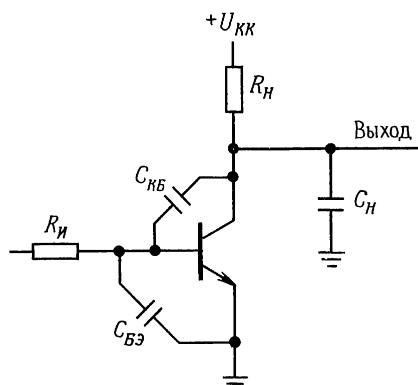


Рис. 2.73. Емкости перехода и нагрузки в транзисторном усилителе.

следует уменьшать импеданс источника и емкость нагрузки и увеличивать управляющий ток. Однако некоторые особенности связаны с емкостью обратной связи и со входной емкостью. Коротко остановимся на этих вопросах.

Схема на рис. 2.73 иллюстрирует, как проявляются емкости переходов транзистора. Выходная емкость образует RC-цепь с выходным сопротивлением $R_н$ (сопротивление $R_н$ включает в себя как сопротивление коллектора, так и сопротивление нагрузки, а емкость $C_н$ – емкость перехода и емкость нагрузки), в связи с этим спад сигнала начинается при частоте $f = 1/2\pi R_н C_н$. То же самое можно сказать о входной емкости и сопротивлении источника R_U.

Эффект Миллера. Емкость $C_{кб}$ играет иную роль. Усилитель обладает некоторым коэффициентом усиления по напряжению K_U, следовательно, небольшой сигнал напряжения на входе порождает на коллекторе сигнал, в K_U раз превышающий входной (и инвертированный по отношению к входному). Из этого следует, что для источника сигнала емкость $C_{кб}$ в $(K_U + 1)$ раз больше, чем при подключении $C_{кб}$ между базой и землей, т. е. при расчете частоты среза входного сигнала можно считать, что емкость обратной связи ведет себя как конденсатор емкостью $C_{кб}(K_U + 1)$, подключенный между входом и землей. Эффективное увеличение емкости $C_{кб}$ и называют эффектом Миллера.

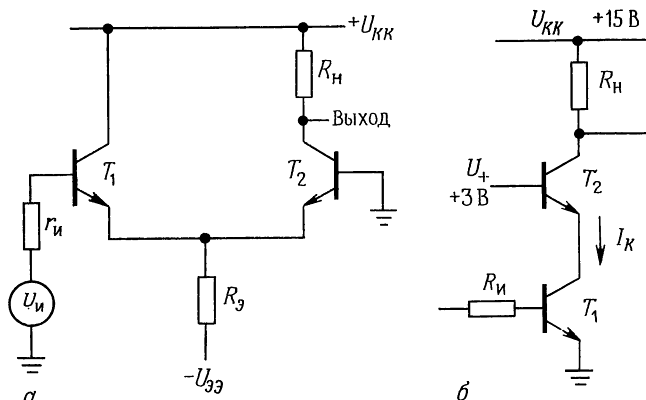


Рис. 2.74. Две схемы, в которых устранен эффект Миллера. Схема Б представляет собой пример каскодного включения транзисторов.

Эффект Миллера часто играет основную роль в спаде усиления, так как типичное значение емкости обратной связи около 4 пкФ соответствует (эквивалентно) емкости в несколько сотен пикофарад, присоединенной на землю.

Существует несколько методов борьбы с эффектом Миллера, например, он будет полностью устранен, если использовать усилительный каскад с общей базой. Импеданс источника можно уменьшить, если подавать сигнал на каскад с заземленным эмиттером через эмиттерный повторитель. На рис. 2.74 показаны еще две возможности. В дифференциальном усилителе (без резистора в коллекторной цепи T_1) эффект Миллера не наблюдается; эту схему можно рассматривать как эмиттерный повторитель, подключенный к каскаду с заземленной базой. На второй схеме показано каскодное включение транзисторов. T_1 – это усилитель с заземленным эмиттером, резистор $R_н$ является общим коллекторным резистором. Транзистор T_2 включен в коллекторную цепь для того, чтобы предотвратить изменение сигнала в коллекторе T_1 (и тем самым устранить эффект Миллера) при протекании коллекторного тока через резистор нагрузки. Напряжение U_+ – это фиксированное напряжение смещения, обычно оно на несколько вольт превышает напряжение на эмиттере T_1 и поддерживает коллектор T_1 в активной области. На рис. 2.74 представлена лишь часть каскодной схемы; в нее можно включить зашунтированный эмиттерный резистор и делитель напряжения для подачи смещения на базу (подобные примеры были рассмотрены в начале настоящей главы) или охватить всю схему петлей обратной связи по постоянному току. Напряжение U_+ можно формировать с помощью делителя или зенеровского диода; для того чтобы напряжение было жестко фиксировано на частотах сигнала, можно шунтировать резистор в базе T_2.

Упражнение 2.14. Объясните, почему эффект Миллера не наблюдается в транзисторах рассмотренной только что схемы дифференциального усилителя и в каскодных схемах.

Паразитные емкости могут создавать и более сложные проблемы, чем те, которых мы сейчас коснулись. В частности: а) спад усиления, обусловленный наличием емкости обратной связи и выходной емкости, сопровождается побочными эффектами, которые мы рассмотрим в следующей главе; б) входная емкость также оказывает влияние на работу схемы даже при наличии мощного источника входных сигналов; в частности, ток, который протекает через $C_{бэ}$, не усиливается транзистором, т. е. входная емкость «присваивает» себе часть входного тока, вследствие чего коэффициент усиления малого сигнала $h_{21э}$ на высоких частотах снижается и на частоте f_T становится равным единице;

в) дело осложняется также тем, что емкости переходов зависят от напряжения, емкость $C_{бэ}$ изменяется столь сильно при изменении базового тока, что ее даже не указывают в паспортных данных на транзистор, вместо этого указывается значение частоты f_{T}; г) если транзистор работает как переключатель, то заряд, накопленный в области базы в режиме насыщения, также вызывает уменьшение быстродействия. Эти, а также некоторые другие вопросы, связанные с работой быстродействующих схем, мы рассмотрим в гл. 13.

2.20. Полевые транзисторы

В этой главе мы до сих пор имели дело с биполярными плоскостными транзисторами, характеристики которых описываются уравнениями Эберса–Молла. Биполярные плоскостные транзисторы были первыми транзисторами и до сих пор они преобладают в разработке аналоговых схем. Однако было бы ошибкой не сказать сейчас несколько слов о транзисторе особого типа – о полевом транзисторе. Детально мы рассмотрим его в следующей главе.

Полевой транзистор во многом похож на обычный биполярный транзистор. Он представляет собой усилительное устройство, имеющее 3 вывода, и может иметь любую полярность. Один из выводов (затвор) предназначен для управления током, который протекает между двумя другими выводами (истоком и стоком). Этот транзистор обладает, однако, одним особым свойством: через затвор ток не протекает, за исключением токов утечки. Это значит, что входные импедансы могут быть очень большими, их предельные значения связаны лишь с наличием емкостей или утечек. При использовании полевых транзисторов нет необходимости заботиться о величине тока, протекающего через базу, что было совершенно обязательно при разработке схем на биполярных транзисторах, о которых мы вели речь в этой главе. На практике входные токи имеют порядок пикоампер. К настоящему времени полевые транзисторы зарекомендовали себя как надежные устройства, способные выполнять разнообразные функции. Их предельно допустимые напряжения и токи сравнимы с соответствующими напряжениями и токами биполярных транзисторов.

В большинстве устройств на основе транзисторов (согласованные пары, дифференциальные и операционные усилители, компараторы, токовые ключи и усилители, радиочастотные усилители, цифровые схемы) используют полевые транзисторы и зачастую они обладают лучшими характеристиками. Более того, микропроцессоры и запоминающие устройства (а также другие крупные устройства цифровой электроники) строятся исключительно на основе полевых транзисторов. И наконец, в области разработки микромощных устройств также преобладают полевые транзисторы.

Полевые транзисторы играют столь важную роль в разработке электронных схем, что мы посвящаем им следующую главу нашей книги. Затем, в гл. 4 мы займемся операционными усилителями и обратной связью. В этих трех трудных начальных главах излагаются основополагающие сведения и мы призываем читателя проявить терпение, которое вознаградится многократно, когда в последующих главах мы приступим к изучению таких интереснейших тем, как разработка на основе операционных усилителей и цифровых интегральных схем.

НЕКОТОРЫЕ ТИПИЧНЫЕ ТРАНЗИСТОРНЫЕ СХЕМЫ

Рассмотрим несколько примеров транзисторных схем, которые иллюстрируют основные идеи, изложенные в настоящей главе. Круг этих примеров ограничен, так как в реальных схемах часто используют отрицательную обратную связь, которую мы будем изучать в следующей главе.

2.21. Стабилизированный источник напряжения

На рис. 2.75 показана очень распространенная схема. Ток резистора R_1 откры-

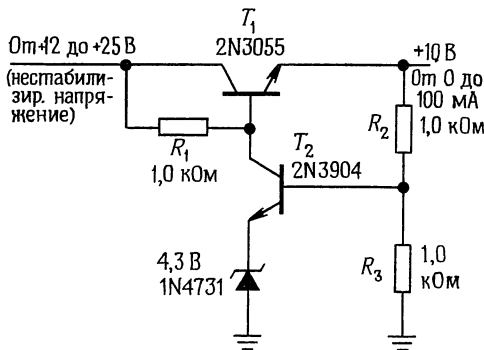


Рис. 2.75. Стабилизированный источник напряжения с обратной связью.

вает транзистор T_1. Когда напряжение на выходе достигает значения 10 В, транзистор T_2 переходит в открытое состояние (потенциал базы достигает 5 В) и дальнейшее увеличение выходного напряжения предотвращается за счет отвода избытка тока с базы транзистора T_1. Источник питания можно сделать регулируемым, если резисторы R_2 и R_3 заменить потенциометром. По сути дела, это пример схемы с отрицательной обратной связью: T_2 «следит» за состоянием выхода и «предпринимает соответствующие меры», если величина выходного напряжения отличается от нужной.

2.22. Терморегулятор

На рис. 2.76 показана схема регулятора температуры, основанная на использовании *термистора* – чувствительного элемента, сопротивление которого зависит от температуры. Дифференциальная схема на составных транзисторах T_1–T_2 сравнивает напряжение, формируемое регулируемым делителем эталонного напряжения на резисторах R_4–R_6, с напряжением, которое снимается с делителя, образованного термистором и резистором R_2. (Если производить сравнение *относительно* одного и того же источника, то результат не будет зависеть от колебаний напряжения источника; приведенная схема называется мостиком Уитстона.) Токовое зеркало на транзисторах T_5, T_6 является активной нагрузкой и служит для увеличения коэффициента усиления, а токовое зеркало на транзисторах T_7, T_8 обеспечивает эмиттерный ток. Транзистор T_9 сравнивает выходное напряжение дифференциального усилителя с фиксированным напряжением и переводит в насыщение составной транзистор T_{10}, T_{11}, который

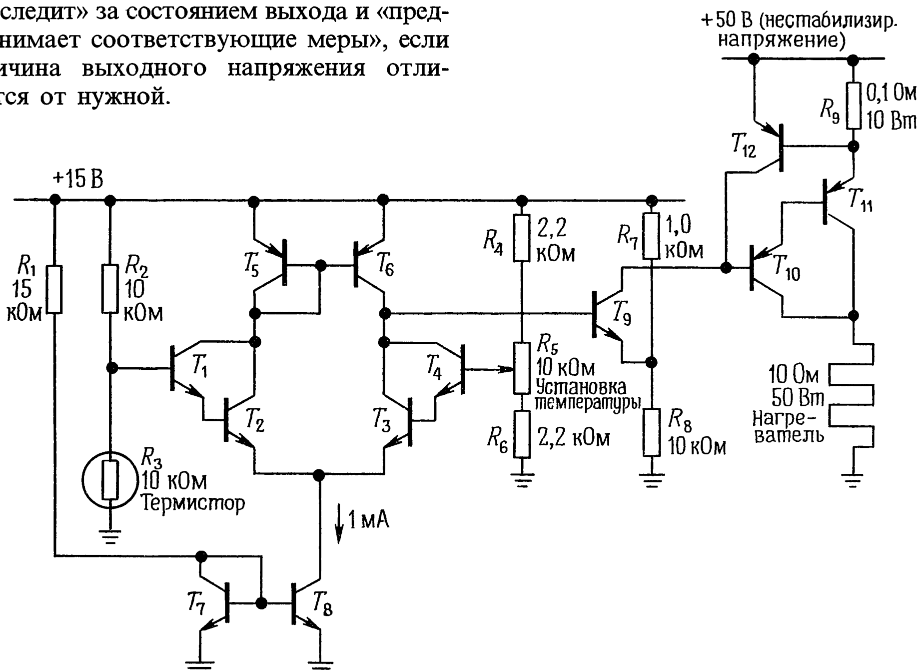


Рис. 2.76. Терморегулятор для нагревателя мощностью 50 Вт.

таким образом подает мощность на нагреватель в случае, если термистор охлажден слишком сильно. Выбор сопротивления резистора R_9 зависит от требующегося тока. В данной схеме этот резистор включает защитный транзистор T_{12}, если величина выходного тока превышает 6 А; тем самым отключается сигнал с базы составного транзистора T_{10}, T_{11} и предотвращается выход схемы из строя.

2.23. Простая логическая схема на транзисторах и диодах

На рис. 2.77 представлена схема, которая решает задачу, рассмотренную в разд. 1.32: включение звуковой сигнализации (звонка) при условии, что одна дверца машины открыта и водитель находится за рулем. В приведенной схеме все транзисторы работают как переключатели (находятся в режиме отсечки или насыщения). Диоды $Д_1$ и $Д_2$ образуют так называемую схему ИЛИ, которая выключает транзистор T_1, если одна из дверц открыта (переключатель замкнут). Однако потенциал коллектора T_1 сохраняет значение, близкое к потенциалу земли, и предотвращает включение звукового сигнала, если не замкнут переключатель $П_3$ (водитель находится за рулем); при выполнении последнего условия резистор R_2 обеспечивает включение транзистора T_3 и на звонок подается напряжение 12 В. Диод $Д_3$ обеспечивает падение напряжения, благодаря которому транзистор T_1 будет выключен, если замкнуты переключатели $П_1$ и $П_2$, а диод $Д_4$ предохраняет транзистор T_3 от индуктивных переходных процессов, возникающих при отключении звонка. Подробно мы рассмотрим логические схемы в гл. 8.

В табл. 2.1 приведены параметры группы малосигнальных транзисторов, широко используемых на практике, соответствующие им графики зависимости коэффициентов усиления по току от коллекторного тока представлены на рис. 2.78. См. также приложение К.

СХЕМЫ, НЕ ТРЕБУЮЩИЕ ПОЯСНЕНИЙ

2.24. Удачные схемы

На рис. 2.80 показаны два проекта схем с использованием транзисторов.

2.25. Негодные схемы

Как известно, учатся на ошибках, и своих, и чужих. В этом разделе вашему вниманию предложена целая серия грубых ошибок, допущенных при разработке схем (рис. 2.81). Внимательно рассмотрите представленные схемы, подумайте, какие возможны варианты и никогда не делайте подобных ошибок!

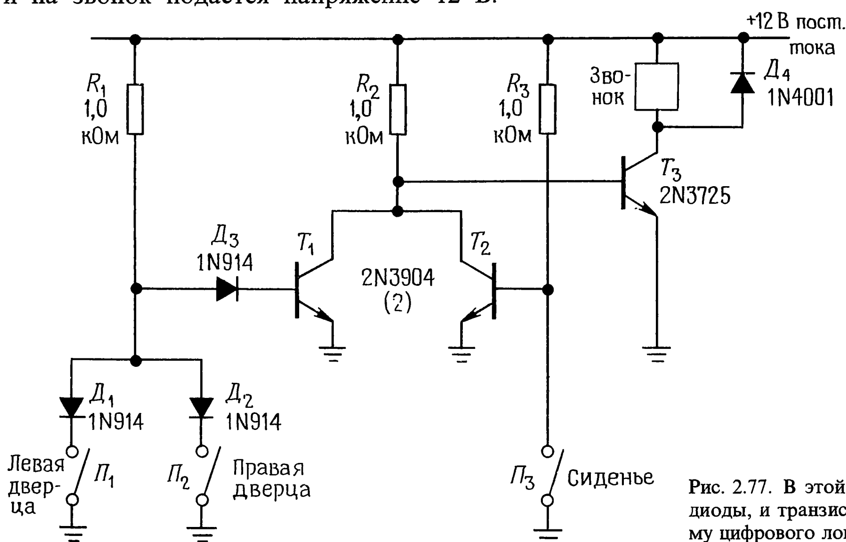


Рис. 2.77. В этой схеме «сторожа» и диоды, и транзисторы образуют схему цифрового логического «затвора».

Таблица 2.1. Некоторые малосигнальные транзисторы[а]

	$U_{КЭ}$ (макс.), В	$I_К$ (макс.), мА	$h_{21Э}$[б] (тип.)	$I_К$, мА	$C_{КБ}$[в] (тип.), пФ	$f_{ср}$[г] (тип.), МГц	Кривые коэффициента усиления	Металлический корпус				Пластмассовый корпус	
								ТО-5[д]		ТО-18[е]		ТО-92[ж]	
								npn	*pnp*	*npn*	*pnp*	*npn*	*pnp*
Широкого применения	20	500	100	150	16	200		–	–	–	–	–	–
	25	200	200	2	1,8–2,8	300	4	–	–	–	–	4124	4126
	40	200	200	10	1,8–2,8	300		–	–	3947	3251	3904	3906
Высокий коэффициент усиления, низкий уровень шума	25	50	300	10	2–7	150		–	–	–	–	(3707[ж] / 3391A[ж])	4058[ж]
	25	300	250	50	4	300		–	–	–	–	6008[ж]	6009[ж]
	25	50	500	5	1,5–4	500		–	–	–	–	5089	
	40	20	700	1	14	200	2	LM394	–	–	–	–	–
	45	50	1000	10	1,5	300	1	–	–	–	–	5962	
	50	50	350	5	1,8	400	3	–	–	2848	3965	(4967 / 5210)	(4965 / 5087)
Больший ток	30–60	600	150	150	5	300	5	2219	2905	2222	(2907 / 3251)	4401	4403
	50	1000	100	200	7	450		3725	5022	4014		–	–
	60	1000	70	80	15	100		(3107 / 2102)	4036	–	–	–	–
	75	2000	70	500	20	60	7,9	5320	5322	–	–	–	–
Высокое напряжение	150	600	100	10	3–6	250		–	4929	–	–	5550	5401
	300	1000	50	50	10	50		3439	5416	–	–	–	–
Высокое быстродействие	12	50	80	3	0,7	1500	6	–	–	5179	–	3662[ж]	–
	12	100	50	8	1,5	900	8	–	–	918	4208	5770	–
	12	200	75	25	3	500		–	–	2369	2894	5769	5771

[а] Все транзисторы имеют типовой номер 2NXXX, за исключением сдвоенного транзистора LM394. Элементы, приведенные в одной строке, обладают сходными характеристиками и иногда электрически идентичны. [б] См. рис. 2.76. [в] При $U_{КБ} = 10$ В. [г] См. рис. 13.4. [д] Или ТО-39. [е] Или ТО-72, ТО-46. [ж] Корпус ТО-92 и его модификации различаются маркировкой выводов: ЭБК и ЭКБ. Транзисторы, помеченные буквой «ж», относятся к группе ЭКБ, а все остальные – к группе ЭБК.

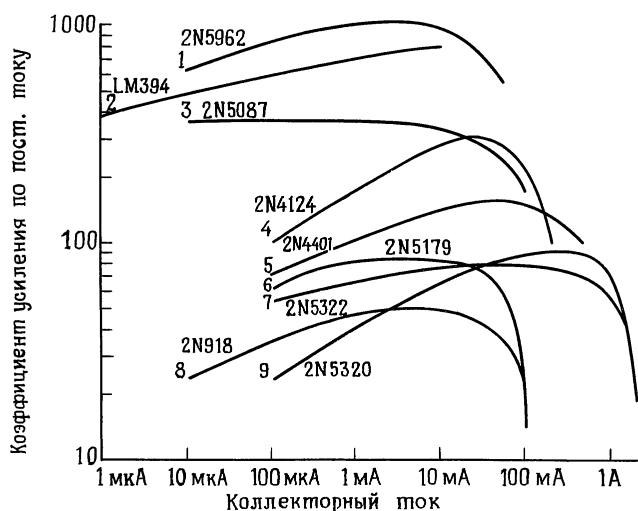


Рис. 2.78. Графики зависимости коэффициента усиления по току $h_{21э}$ от коллекторного тока $I_к$ для группы транзисторов, параметры которых приведены в табл. 2.1 (по данным фирм-изготовителей). Возможен технологический разброс от изображенных типовых значений в пределах +100%, −50%.

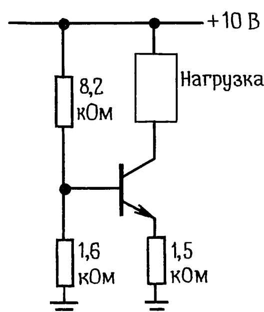
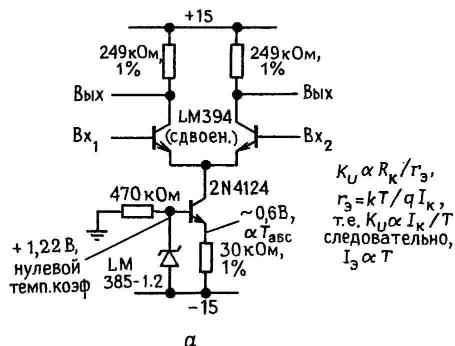


Рис. 2.79.



Удачные схемы



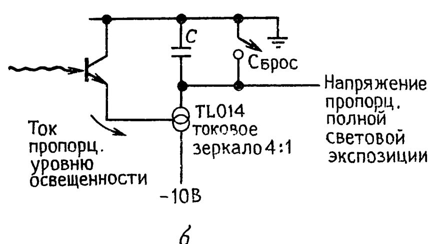


Рис. 2.80. *а*–дифференциальный усилитель со смещением, обеспечивающим нулевой температурный коэффициент усиления; *б*–световой интегратор.

$K \propto R_к/r_э$, $r_э = kT/qT_к$, т.е. $K \propto I_к/T$, $I_э \propto T$.



Негодные схемы

$+U_{КК}$ $+U_{КК}$ +15 В

−15 В

а

$+U_{КК}$ $+U_{КК}$

Нестабилизир. вход пост. тока (>10 В) +5 В вых.

5,6 В зенеровский диод

$-U_{ЭЭ}$ Нагрузка

б *в* *г*

+5 В 0 В +5 В Нагрузка

$+U_{КК}$ $-U_{ЭЭ}$

д *е* *ж*

$+U_{КК}$ Вход Выход $-U_{ЭЭ}$

$+U_{КК}$ $+U_{КК}$ Выход или Вход Вход Выход

з *и*

Рис. 2.81. *а* – повторители со связью по переменному току; *б* – стабилизатор напряжения +5 В; *в* – двухтактный повторитель; *г* – источник тока; *д* – переключатель для больших токов; *е* – двухкаскадный усилитель; *ж* – дифференциальный усилитель; *з* – повторитель с нулевым смещением; *и* – усилитель переменного тока с большим коэффициентом усиления.

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УПРАЖНЕНИЯ

(1) Разработайте схему транзисторного переключателя, которая позволила бы подключать к земле две нагрузки через насыщенные транзисторы *n–p–n*-типа. При замыкании переключателя А обе нагрузки должны находиться под напряжением, при замыкании переключателя Б мощность должна передаваться только в одну нагрузку. Подсказка: используйте в схеме диоды.

(2) Рассмотрите источник тока, изображенный на рис. 2.79. (а) Определите ток $I_{нагр}$. Чему равен рабочий диапазон схемы? Считайте, что напряжение $U_{БЭ}$ составляет 0,6 В. (б) Как будет изменяться выходной ток, если при изменении коллекторного напряжения в пределах выходного диапазона коэффициент $h_{21э}$ изменяется ог 50 до 100? (При решении этой задачи следует учесть два эффекта.) (в) Как будет изменяться ток нагрузки в пределах рабочего диапазона, если известно, что изменение напряжения $U_{БЭ}$ описывается зависимостью $\Delta U_{БЭ} = -0{,}001\Delta U_{КЭ}$ (эффект Эрли)? (г) Чему равен температурный коэффициент выходного тока, если предположить, что коэффициент $h_{21Э}$ не зависит от температуры? Чему равен температурный коэффициент выходного тока, если предположить, что коэффициент $h_{21Э}$ увеличивается относительно номинального значения 100 на 0,4%/°С?

(3) Разработайте схему усилителя с общим эмиттером на основе транзистора *n–p–n*-типа по следующим исходным данным: коэффициент усиления по напряжению равен 15, напряжение питания $U_{кк}$ равно 15 В, коллекторный ток $I_к$ равен 0,5 мА. Транзистор должен быть смещен так, чтобы потенциал коллектора был равен 0,5 $U_{кк}$, а точке −3 дБ должна соответствовать частота 100 Гц.

(4) Предусмотрите в предыдущей схеме следящую связь для увеличения входного импеданса. Правильно определите точку спада усиления при следящей связи.

(5) Разработайте схему дифференциального усилителя со связями по постоянному току по следующим исходным данным: коэффициент усиления по напряжению равен 50 (для однополюсного выхода) при входных сигналах с напряжением, близким к потенциалу земли; источники питания обеспечивают напряжение ±15 В; ıок покоя в каждом транзисторе равен 0,1 мА. В эмиттерной цепи используйте источник тока, а в качестве выходного каскада – эмиттерный повторитель.

(6) Выполнив это упражнение, вы получите усилитель, коэффициент усиления которого управляется внешним напряжением (в гл. 3 эта задача решается с помощью полевых транзисторов). (а) Сначала разработайте схему дифференциального усилителя с источником тока в эмиттерной цепи и без эмиттерных резисторов. Используйте источник питания с напряжением ±15 В. Коллекторный ток $I_к$ (для каждого транзистора) должен быть равен 1 мА, а сопротивление коллекторного резистора сделайте равным $R_к = 1{,}0$ кОм. Подсчитайте коэффициент усиления по напряжению, при условии что один из входов заземлен. (б) Теперь модифицируйте схему, так, чтобы источником тока в эмиттерной цепи можно было управлять с помощью внешнего напряжения. Составьте приблизительное выражение зависимости коэффициента усиления от управляющего напряжения. (В реальной схеме можно предусмотреть еще одну группу управляемых источников для того, чтобы скомпенсировать смещение точки покоя, обусловленное изменениями коэффициента усиления, или же можно включить в схему еще один каскад с дифференциальным входом.)

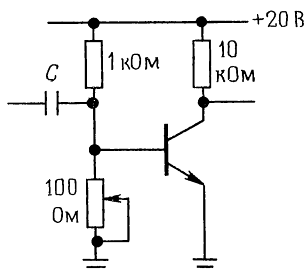


Рис. 2.82.

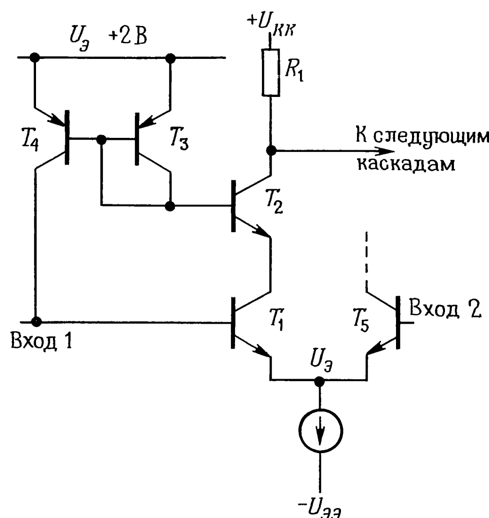


Рис. 2.83. Схема подавления входного тока, широко используемая в высококачественных ОУ.

(7) Не желая прислушиваться к нашим советам, высокомерный студент создает усилитель, схема которого приведена на рис. 2.82. Он регулирует сопротивление R_2 так, чтобы точке покоя соответствовало напряжение 0,5 $U_{кк}$. (а) Определите $Z_{вх}$ (на высоких частотах, когда выполняется условие $Z_к \approx 0$). (б) Определите коэффициент усиления по напряжению для малого сигнала. (в) Определите грубо, при каком изменении температуры окружающей среды транзистор перейдет в режим насыщения.

(8) В некоторых прецизионных операционных усилителях (например, OP-07 и LT1012) для подавления входного тока смещения используется схема, показанная на рис. 2.83 (подробно показана только половина дифференциального усилителя с симметричным входом, другая половина выглядит точно также). Объясните, как работает схема. Замечание: транзисторы T_1 и T_2 представляют собой согласованную по β пару. Подсказка: вспомните о токовых зеркалах.

ГЛАВА 3

ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

ВВЕДЕНИЕ

Полевые транзисторы (ПТ) – это транзисторы, свойства которых совершенно отличаются от свойств рассмотренных в предыдущей главе обычных транзисторов, называемых также биполярными, чтобы подчеркнуть их отличие от ПТ. В расширенном толковании, однако, они имеют много общего, так что их можно определить как *приборы, управляемые зарядом*. В обоих случаях мы имеем прибор с тремя выводами, в котором проводимость между двумя электродами зависит от наличия носителей заряда, которое в свою очередь регулируется напряжением, приложенным к третьему *управляющему электроду*.

Теперь о том, чем они отличаются друг от друга. В биполярном *n – p – n*-транзисторе переход коллектор – база смещен в обратном направлении и обычно ток через него не течет. Подача на переход база – эмиттер напряжения около 0,6 В преодолевает «потенциальный барьер» диода, приводя к поступлению электронов в область базы, где они испытывают сильное притяжение со стороны коллектора. Хотя при этом через базу будет протекать некоторый ток, большинство такого рода «неосновных носителей» захватывается коллектором. Результатом является коллекторный ток, управляемый (меньшим по величине) током базы. Ток коллектора пропорционален скорости инжекции неосновных носителей в базу, которая является экспоненциальной функцией разности потенциалов база – эмиттер (уравнение Эберса–Молла). Биполярный транзистор можно рассматривать как усилитель тока (с огрубленно постоянным коэффициентом усиления $h_{21э}$) или как прибор-преобразователь проводимости (Эберс–Молл).

В полевом транзисторе, как следует из его названия, проводимостью *канала* управляет *электрическое поле*, создаваемое приложенным к *затвору* напряжением. Здесь нет прямосмещенных *p–n*-переходов, так что ток через затвор не течет и это, возможно,– наиболее важное преимущество ПТ перед биполярными транзисторами. Как и последние, ПТ бывают двух полярностей: *n*-канальные (с проводимостью за счет электронов) и *p*-канальные (с дырочной проводимостью). Эти полярности аналогичны уже известным нам соответственно *n–p–n* и *p–n–p*-транзисторам биполярного типа. Однако разнообразие ПТ этим не ограничивается, что может приводить к путанице. Во-первых, ПТ могут изготавливаться с затворами двух различных типов (в результате мы имеем ПТ с *p–n*-переходом и ПТ с изолированным затвором, так называемые МОП-транзисторы), а во-вторых,– двумя типами легирования канала (что дает ПТ обогащенного и обедненного типа).

Рассмотрим вкратце возможности, предоставляемые ПТ различного типа. Предварим, однако, это рассмотрение несколькими замечаниями общего плана. Наиболее важной характеристикой ПТ является отсутствие тока затвора. Получаемое, как следствие этого, высокое входное полное сопротивление (оно может быть больше 10^{14} Ом) существенно во многих применениях и в любом случае упрощает проектирование схем. В качестве аналоговых переключателей и усилителей со сверхвысоким входным полным сопротивлением ПТ не имеют себе равных. Сами по себе или в сочетании с биполярными транзисторами они легко встраиваются в интегральные схемы. В следующей главе мы увидим, насколько успешно это сделано при создании близ-

ких к совершенству (и фактически простых в использовании) операционных усилителей, а в гл. 8–11 будет показано, как интегральные схемы на МОП-транзисторах революционизировали цифровую электронику. Так как на малой площади в ИМС может быть размещено большее число слаботочных ПТ, то они особенно плезны для создания больших интегральных микросхем (БИС), применяемых в цифровой технике, таких как микрокалькуляторы, микропроцессоры и устройства памяти. Плюс к тому недавнее появление сильноточных ПТ (30 А или более) позволяет заменить биполярные транзисторы во многих применениях, зачастую получая более простые схемы с улучшенными параметрами.

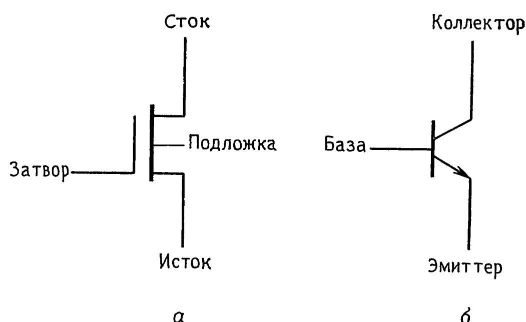


Рис. 3.1. *а*–*n*-канальный МОП-транзистор; *б*–биполярный *n*–*p*–*n*-транзистор.

3.01. Характеристики полевых транзисторов

Иной новичок буквально «впадает в столбняк», впрямую сталкиваясь с обескураживающим разнообразием типов ПТ (см., например, первое издание этой книги!), разнообразием, возникающим как следствие возможных комбинаций полярности (*n*- и *p*-канальные), вида изоляции затвора (ПТ с полупроводниковым переходом или МОП-транзисторы с изолятором в виде окисла), а также типа легирования канала (ПТ обогащенного или обедненного типа). Из восьми имеющихся в результате этих комбинаций возможностей шесть могли бы быть реализованы, а пять–реализованы на практике. Основной интерес представляют четыре случая из этих пяти.

Чтобы понять, как работает ПТ (и исходя из здравого смысла), будет правильно, если мы начнем только с одного типа, точно так, как мы сделали с биполярным *npn*-транзистором. Хорошо разобравшись с ПТ выбранного типа, мы в дальнейшем будем иметь минимум трудностей в изучении остальных членов этого семейства.

Входные характеристики ПТ. Рассмотрим вначале *n*-канальный МОП-транзистор обогащенного типа, биполярным аналогом которого является *n*–*p*–*n*-транзистор (рис. 3.1). В нормальном режиме сток (или соответствующий ему коллектор) имеет положительный потенциал относительно истока (эмиттера). Ток от стока к истоку отсутствует, пока на затвор (базу) не будет подано положительное по отношению к истоку напряжение. В последнем случае затвор становится «прямосмещенным», и возникает ток стока, который весь проходит к истоку. На рис. 3.2 показано, как изменяется ток стока $I_С$ в зависимости от напряжения сток-исток $U_{СИ}$, при нескольких значениях управляющего напряжения затвор–исток $U_{ЗИ}$. Для сравнения здесь же приведено соответствующее семейство кривых зависимости $I_К$ от $U_{КЭ}$ для обычного биполярного *n*–*p*–*n*-транзистора. Очевидно, что *n*-канальные МОП-транзисторы и биполярные *n*–*p*–*n*-транзисторы во многом схожи.

Подобно *n*–*p*–*n*-транзистору, ПТ имеет большое приращение полного сопротивления стока, в результате чего при напряжении $U_{СИ}$ свыше 1–2 В ток стока почти не меняется. Для этой области характеристик ПТ неудачно выбрано название «область насыщения», тогда как у биполярных транзисторов соответствующая область называется «активной». Подобно биполярному транзистору, чем больше смещение затвора ПТ относительно истока, тем больше ток стока. В любом случае поведение ПТ ближе к идеальным устройствам–преобразователям проводимости (постоянный ток стока при неиз-

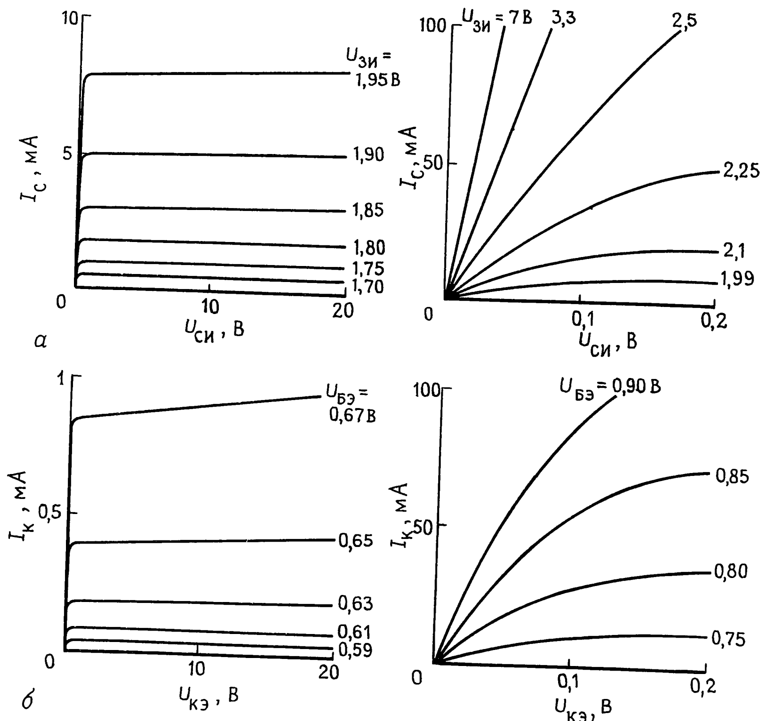


Рис. 3.2. Измеренные семейства выходных характеристик *n*-канального МОП-транзистора VN0106 (*а*) и биполярного *n–p–n*-транзистора 2N3904 (*б*).

менном напряжении затвор–исток), чем биполярных транзисторов; согласно уравнению Эберса–Молла у биполярных транзисторов должны быть превосходные характеристики выходной проводимости, однако эти идеальные характеристики не достигаются из-за эффекта Эрли (см. разд. 2.10).

До сих пор ПТ выглядел подобно *n–p–n*-транзистору. Посмотрим, однако, на ПТ поближе. С одной стороны, свыше нормального диапазона ток насыщения стока растет довольно умеренно при увеличении напряжения затвора ($U_{ЗИ}$). Фактически он пропорционален $(U_{ЗИ}-U_{П})^2$, где $U_П$ – «пороговое напряжение затвора», при котором начинает идти ток стока (для ПТ на рис. 3.2 $U_П \approx 1{,}63$ В); сравните этот слабый квадратичный закон с крутой экспоненциальной зависимостью, данной нам Эберсом и Моллом. Во-вторых, постоянный ток затвора равен *нулю*, так что мы не должны смотреть на ПТ как на устройство, усиливающее ток (коэффициент усиления тока был бы равен бесконечности). Вместо этого будем рассматривать ПТ как характеризуемое крутизной устройство – преобразователь проводимости с программированием тока стока напряжением затвор–исток,– так, как это мы делали с биполярным транзистором в толковании Эберса–Молла. Напомним, что крутизна g_m есть просто отношение $i_С/u_{СИ}$ (как и обычно, строчные буквы используются, чтобы показать «малосигнальные» изменения параметра; т. е. $i_С/u_{СИ} = \delta I_С/\delta U_{СИ}$). В-третьих, у МОП-транзистора затвор действительно изолирован от канала сток-исток; поэтому, в отличие от биполярных транзисторов (и от ПТ с *p–n*-переходом, как мы далее увидим), можно подавать на него положительное (или отрицательное) напряжение до 10 В и более, не заботясь о диодной проводимости. И наконец, ПТ отличается от биполярного транзистора в так назы-

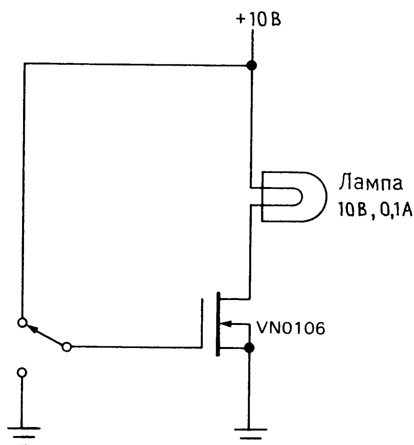


Рис. 3.3. Ключ на МОП-транзисторе.

ваемой линейной области графика, где его поведение довольно точно соответствует поведению резистора, даже при отрицательном $U_{СИ}$; это оказывается очень полезным свойством, поскольку, как вы уже могли догадаться, эквивалентное сопротивление сток–исток программируется напряжением затвор–исток.

Два примера. В ПТ еще найдется, чем нас удивить. Однако прежде чем углубляться в детали, посмотрим на две простые переключающие схемы. На рис. 3.3 показан МОП-транзисторный эквивалент рис. 2.3, первого из рассмотренного нами насыщенного транзисторного переключателя. Схема на ПТ даже проще, поскольку здесь мы совершенно не должны заботиться о неизбежно возникшем ранее компромиссе между необходимостью задать соответствующий необходимый для переключения ток базы (рассматривая наихудший случай – минимальное значение $h_{21э}$ в сочетании с сопротивлением холодной нити лампы) и исключить избыточное расходование энергии. Вместо этого мы всего лишь подаем на затвор, имеющий высокое полное входное напряжение, полное напряжение питания постоянного тока. Поскольку включенный ПТ ведет себя как резистор с малым по сравнению с нагрузкой сопротивлением, потенциал стока станет при этом близок к потенциалу земли; типичный мощный МОП-транзистор имеет $R_{вкл} < 0{,}2$ Ом, что превосходно для данной задачи.

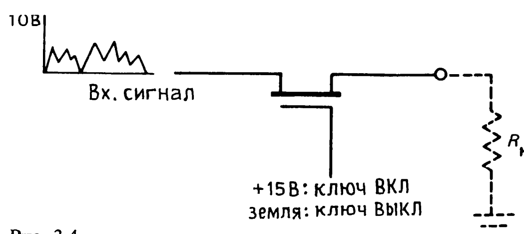


Рис. 3.4.

На рис. 3.4 показана схема «аналогового переключателя», которую вообще невозможно выполнить на биполярных транзисторах. Идея этой схемы состоит в том, чтобы переключать проводимость ПТ из разомкнутого (затвор смещен в «обратном» направлении) в замкнутое состояние («прямое» смещение затвора), тем самым блокируя или пропуская аналоговый сигнал (позже мы увидим множество причин выполнять такого рода вещи). В данном случае мы должны лишь обеспечить, чтобы на затвор подавалось более отрицательное переключающее напряжение, чем любой размах входного переключаемого сигнала (ключ разомкнут) или на несколько вольт более положительное, чем любой входной сигнал (ключ замкнут). Биполярные транзисторы для такой схемы непригодны, поскольку база проводит ток и образует с коллектором и эмиттером диоды, что приводит к опасному эффекту «защелкивания». В сравнении с этим МОП-транзистор восхитительно прост, нуждаясь лишь в подаче на затвор (являющийся практически разомкнутой цепью) напряжения, равного размаху входного аналогового сигнала. Будьте, однако, внимательны: наше рассмотрение этой схемы было до некоторой степени упрощением – например, мы игнорировали влияние емкости затвор – канал, а также вариации $R_{вкл}$ при изменении сигнала. Позже мы еще поговорим об аналоговых ключах.

3.02. Типы ПТ

***N*-канальные, *p*-канальные ПТ.** Теперь о генеалогическом древе. Во-первых, полевые транзисторы (как и биполярные) мо-

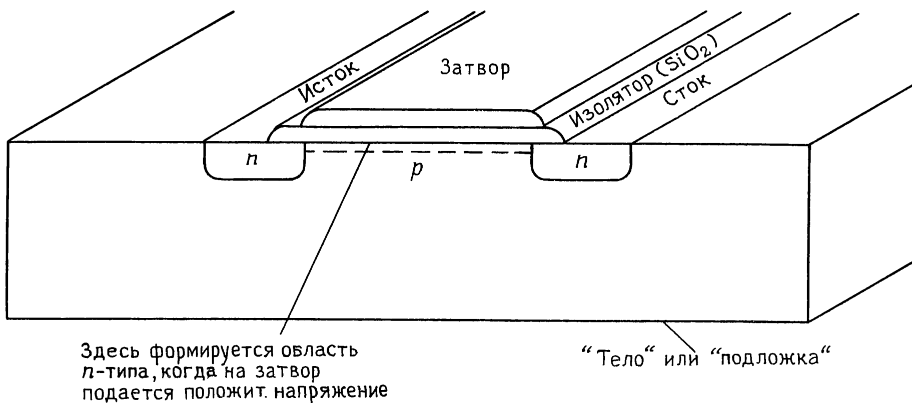


Рис. 3.5. *N*-канальный МОП-транзистор.

гут выпускаться обеих полярностей. Таким образом, зеркальным отображением нашего *n*-канального МОП-транзистора является *p*-канальный МОП-транзистор. Его характеристики симметричны и напоминают характеристики *p–n–p*-транзистора: сток нормально имеет отрицательное смещение по отношению к истоку, и ток стока будет проходить, если на затвор подать отрицательное по отношению к истоку напряжение не менее одного-двух вольт. Симметрия несовершенна, поскольку носителями являются не электроны, а дырки с меньшей «подвижностью» и «временем жизни неосновных носителей». Эти параметры полупроводника важны для свойств транзисторов, а выводы стоит запомнить: *p*-канальные ПТ имеют обычно более плохие характеристики, а именно более высокое пороговое напряжение, более высокое $R_{вкл}$ и меньший ток насыщения.

МОП-транзисторы, ПТ с *p–n*-переходом. У МОП-транзисторов (металл–окисел–полупроводник) затвор изолирован от проводящего канала тонким слоем SiO_2 (стекла), наращенного на канал (рис. 3.5). Затвор, который может быть металлическим или легированным полупроводником, действительно изолирован от цепи исток–сток (характеристическое сопротивление $>10^{14}$ Ом) и действует на проводимость канала только своим электрическим полем. Иногда МОП-транзисторы называют полевыми транзисторами с изолированным затвором. Изолирующий слой довольно тонкий, обычно его толщина не превышает длины волны видимого света и он может выдержать напряжение затвора до ± 20 В и более. МОП-транзисторы просты в применении, поскольку на затвор можно подавать напряжение любой полярности относительно истока, и при этом через затвор не будет проходить никакой ток. Эти транзисторы, однако, в большой степени подвержены повреждениям от статического электричества, вы можете вывести из строя устройство на МОП-транзисторах буквально одним прикосновением.

Символическое изображение МОП-транзистора показано на рис. 3.6. Здесь представлен дополнительный вывод, «тело» или «подложка» – кусок кремния, на котором выполнен ПТ (см. рис. 3.5). Так как подложка образует с каналом диодное

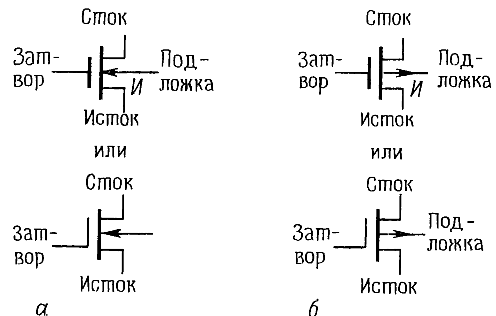


Рис. 3.6. *а* – *n*-канальный и *б* – *p*-канальный МОП-транзисторы.

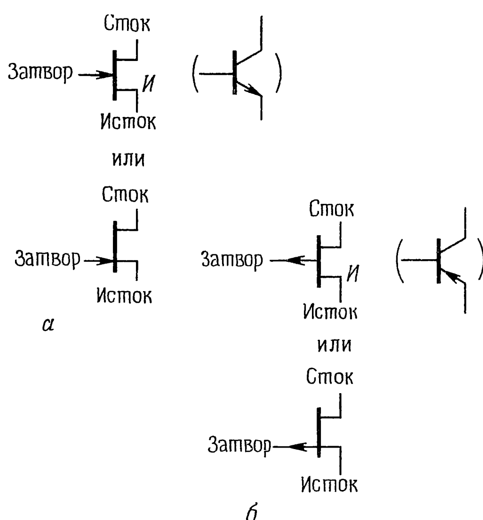


Рис. 3.7. *а* – *n*-канальный и *б* – *p*-канальный ПТ с *p–n*-переходом.

соединение, напряжение на ней должно быть ниже напряжения проводимости. Она может быть соединена с истоком или с точкой схемы, в которой напряжение ниже (выше), чем у истока *n*-канального (*p*-канального) МОП-транзистора. Обычно на схемах вывод подложки не показывается; более того, часто инженеры используют символ с симметричным затвором. К сожалению, при этом не остается ничего, что позволило бы вам отличить сток от истока, но что еще хуже, нельзя отличить *n*-канальный транзистор от *p*-канального! В этой книге мы будем использовать только нижние схемные изображения, дабы исключить недоразумения, хотя часто мы будем оставлять вывод подложки неподключенным.

В ПТ с *p–n*-переходом затвор образует с расположенным под ним каналом полупроводниковый переход. Это влечет за собой важное следствие, состоящее в том, что *в ПТ с p–n-переходом во избежание прохождения тока через затвор последний не должен быть смещен в прямом направлении относительно канала.* Например, у *n*-канального ПТ с *p–n*-переходом диодная проводимость будет наблюдаться по мере того как напряжение на затворе приближается к +0,6 В по отношению к концу канала с более отрицательным потенциалом (обычно это исток). Поэтому затвор работает, будучи смещен в обратном направлении по отношению к каналу, и в цепи затвора нет никакого тока, кроме тока утечки. Схемные изображения ПТ с *p–n*-переходом представлены на рис. 3.7. И вновь мы предпочитаем символические обозначения со смещенным затвором, что позволяет идентифицировать исток. Как мы увидим далее, ПТ (как с *p–n*-переходом, так и МОП-транзисторы) почти симметричны, но обычно они изготавливаются таким образом, чтобы получить емкость между стоком и затвором меньше, чем емкость между истоком и затвором, вследствие чего использовать сток в качестве выходного вывода предпочтительнее.

Обогащение, обеднение. *N*-канальный МОП-транзистор, с которого мы начали эту главу, не проводил ток при нулевом (или отрицательном) смещении затвора и начинал проводить, когда затвор становился положительно смещен относительно истока. Этот тип ПТ известен как ПТ обогащенного типа. Имеется и другая возможность изготовления *n*-канального ПТ, когда полупроводник канала «легирован» так, что даже при нулевом смещении затвора имеется значительная проводимость канала, и на затвор должно быть подано обратное смещение в несколько вольт для отсечки тока стока. Такой ПТ известен как прибор обедненного типа. МОП-транзисторы могут быть изготовлены любой разновидности, поскольку здесь нет ограничения на полярность затвора. Однако ПТ с *p–n*-переходом допускают лишь одну полярность смещения затвора, а посему их выпускают только обедненного типа.

График зависимости тока стока от напряжения затвор–исток при фиксированном значении напряжения стока (рис. 3.8) может помочь нам уяснить, в чем состоит это различие. МОП-транзистор обогащенного типа не проводит ток, пока напряжение затвора не станет положительным (имеются в виду *n*-канальные ПТ) по отношению к истоку, в то время как ток стока МОП-транзистора обедненного типа будет близок к максимальному

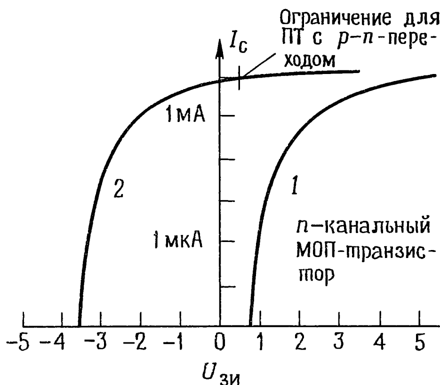


Рис. 3.8. Обогащенные (*1*) и обедненные (*2*) ПТ отличаются только сдвигом напряжения затвор–исток (лог. масштаб).

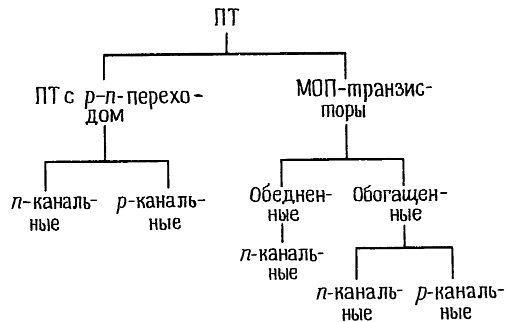


Рис. 3.9.

при напряжении затвора, равном напряжению истока. В некотором смысле такое разбиение на две категории является искусственным, поскольку два графика на рис. 3.8 отличаются только на сдвиг по оси $U_{ЗИ}$. Вполне возможно было бы производство «промежуточных» МОП-транзисторов. Тем не менее эта разница становится существенной, когда дело доходит до проектирования схем.

Заметим, что ПТ с *p–n*-переходом – это всегда приборы обедненного типа и смещение затвора относительно истока не должно быть больше приблизительно +0,5 В (для *n*-канала), иначе появится проводимость в диодном переходе затвор–канал. МОП-транзисторы могут быть обогащенными или обедненными, но на практике редко можно встретить последние (исключением являются *n*-канальные ПТ на GaAs и каскодные пары со «сдвоенным затвором» для радиочастотных применений). Отсюда следует, что во всех практически встречающихся случаях мы имеем дело только с ПТ с *p–n*-переходом обедненного типа либо с обогащенными МОП-транзисторами; и те и другие могут быть любой полярности, т. е. *n*-канальными либо *p*-канальными.

3.03. Общая классификация ПТ

Генеалогическое древо (рис. 3.9) и карта входных/выходных напряжений при заземленном истоке (рис. 3.10) помогают разобраться в ситуации. Различные приборы (включая весь «букет» биполярных *npn*- и *pnp*-транзисторов) нарисованы в квадрантах, характеризующих их входное и выходное напряжение в активной области при заземленном истоке (или эмиттере). При этом вовсе не обязательно запоминать свойства каждого из пяти представленных здесь типов ПТ, поскольку они в основном одинаковы.

Во-первых, при заземленном истоке ПТ включается (переходит в проводящее состояние) путем смещения напряжения затвора в сторону напряжения питания стока. Это верно как для всех пяти типов ПТ, так и для биполярных транзисторов. Например, для *n*-канального ПТ с *p–n*-переходом (который автоматически является обедненным) используется положительное напряжение питания стока, как и для всех *n*-канальных приборов. Таким образом, этот ПТ включается положи-



Рис. 3.10.

тельным смещением затвора. Здесь есть тонкость, состоящая в том, что у приборов обедненного типа для получения нулевого тока стока затвор должен иметь обратное смещение, в то время как у приборов обогащенного типа достаточно для этой цели нулевого напряжения на затворе.

Во-вторых, в связи с примерной симметрией истока и стока любой из этих выводов может работать как исток (исключение составляют мощные МОП-транзисторы, у которых подложка внутри корпуса соединена с истоком). При изучении работы ПТ, а также при расчетах за исток принимается вывод, наиболее «удаленный» по напряжению от активного питания стока. Например, допустим, что ПТ используется для замыкания на землю некоторой линии, в которой присутствуют как положительные, так и отрицательные сигналы. Обычно такая линия подключается к стоку ПТ. Если в качестве ключа взят *n*-канальный МОП-транзистор обогащенного типа и если случится, что в выключенном состоянии напряжение на стоковом выводе будет отрицательным, то для подсчета отпирающего напряжения затвора этот вывод следует считать в действительности «истоком». Это означает, что для обеспечения надежного запирания ключа отрицательное напряжение на затворе должно быть не только уровня «земли», но и превышать (по абсолютной величине) наибольший отрицательный сигнал.

Характеристики, приведенные на рис. 3.11, помогут вам разобраться в этих запутанных вопросах. Еще раз отметим, что разница между обогащенными и обедненными приборами выражается только в сдвиге вдоль оси $U_{ЗИ}$, т. е. имеется ли большой ток стока или нет совсем никакого тока при напряжении затвора равном напряжению истока. Полевые *n*-канальные и *p*-канальные транзисторы симметричны друг другу в том же смысле, в каком являются таковыми биполярные *n–p–n*- и *p–n–p*-транзисторы.

На рис. 3.11 мы использовали стандартные обозначения для таких важных параметров ПТ, как ток насыщения и на-

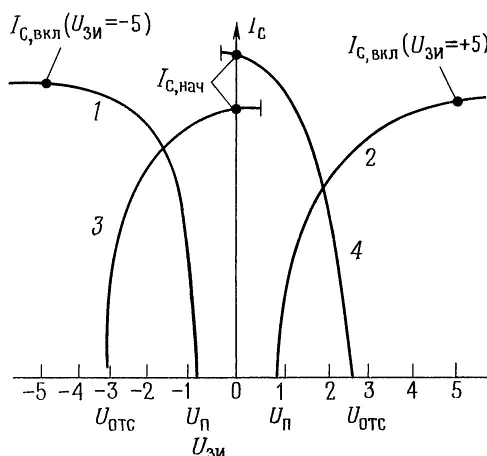


Рис. 3.11. Характеристики ПТ различных типов и полярностей (лог. масштаб). *1* – обогащенный *p*-канальный МОП-транзистор; *2* – обогащенный *n*-канальный МОП-транзистор; *3* – *n*-канальный ПТ с *p–n*-переходом; *4* – *p*-канальный ПТ с *p–n*-переходом.

пряжение отсечки. Для ПТ с *p–n*-переходом величина тока стока при замкнутых накоротко затворе и истоке обозначается в спецификациях как $I_{СИ\ нач}$; она близка к величине максимально допустимого тока стока. ($I_{СИ\ нач}$ означает ток от стока к истоку при короткозамкнутых затворе и истоке. Здесь и далее в этой главе мы приводим эту нотацию, в которой первые две буквы индекса обозначают соответствующие выводы, а за ними указывается состояние.) Для обогащенных МОП-транзисторов аналогичной спецификацией является $I_{СИ\ вкл}$, при некотором заданном напряжении прямого смещения затвора ($I_{СИ\ нач}$ у любого прибора с обогащением был бы равен нулю).

Для ПТ с *p–n*-переходом напряжение затвор – исток, при котором ток стока становится равен нулю, называется «напряжением отсечки» ($U_{отс}$) или «напряжением выключения» ($U_{ЗИ\ выкл}$) и типичное его значение лежит в диапазоне от −3 до −10 В (для *p*-канального прибора оно, разумеется, положительное). Для обогащенного МОП-транзистора аналогичная величина называется «пороговое напряжение», $U_П$ (или $U_{ЗИ\ пор}$), – это напряжение перехода затвор – исток, при котором начинает проходить ток стока. Типичная

величина $U_{П}$ составляет 0,5–5 В, разумеется в «прямом» направлении. Читая литературу по электронике на английском языке, не спутайте случайно $U_{П}$ (обозначаемое там как V_T) с V_T в уравнении Эберса–Молла, которое обозначает ток коллектора биполярного транзистора; у этих двух величин нет ничего общего.

Имея дело с ПТ, легко запутаться в полярностях. Например, *n*-канальное устройство, у которого обычно сток положителен по отношению к истоку, может иметь положительное или отрицательное напряжение на затворе, а также положительное (обогащенный тип) или отрицательное (обедненный тип) пороговое напряжение. Еще более усложняет дело то, что сток может быть (и часто бывает) отрицателен по отношению к истоку. Все эти рассуждения, конечно, справедливы с заменой знаков для *p*-канальных устройств. В дальнейшем, чтобы свести к минимуму ошибки, мы будем всегда иметь в виду *n*-канальные устройства, если не оговорено противное. Аналогичным образом, поскольку МОП-транзисторы почти всегда обогащенные, а ПТ с *p–n*-переходом всегда обедненного типа, мы будем далее опускать эти их определения.

3.04. Выходные характеристики ПТ

На рис. 3.2 мы показывали семейство кривых зависимости $I_С$ от $U_{СИ}$, измеренных для *n*-канального обогащенного МОП-транзистора VN0106. (Транзисторы семейства VN01 работают в различных диапазонах напряжений, что отражается в двух последних цифрах полного обозначения. Например, VN0106 рассчитан на напряжение 60 В.) Мы уже отмечали, что ПТ ведут себя как хорошие преобразователи проводимости (т.е. $I_С$ почти не изменяется при заданном $U_{ЗИ}$) практически во всем диапазоне изменения $U_{СИ}$, за исключением его малых значений, где они проявляют себя как сопротивление (т.е. $I_С$ пропорционален $U_{СИ}$). В обоих случаях приложенное к переходу затвор–исток напряжение управляет поведением ПТ, которое хорошо можно описать аналогом уравнения Эберса–Молла для ПТ. Посмотрим на эти две области более подробно.

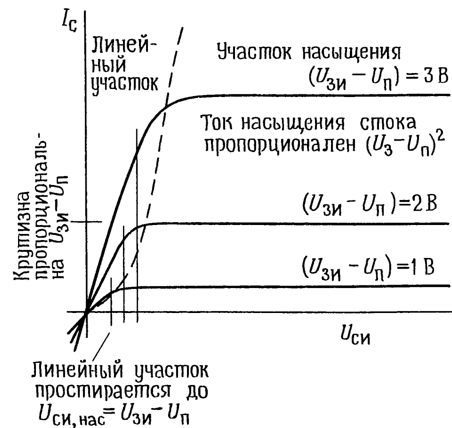


Рис. 3.12.

На рис. 3.12 схематически представлена указанная ситуация. В обеих областях ток стока зависит от $U_{ЗИ} - U_П$, величины, на которую напряжение затвор–исток превышает пороговое напряжение (или напряжение отсечки). Линейная область, в которой ток стока приблизительно пропорционален $U_{ЗИ}$, простирается до напряжения $U_{ЗИ\ нас}$, после чего ток стока почти не изменяется. Крутизна наклона линейного участка, $I_С/U_{СИ}$, пропорциональна напряжению смещения, $U_{ЗИ} - U_П$. Далее, напряжение стока $U_{СИ\ нас}$, при котором кривая «выходит на насыщение», равно $U_{ЗИ} - U_П$, в результате чего ток насыщения, $I_{С\ нас}$, становится пропорционален $(U_{ЗИ} - U_П)^2$ – квадратичный закон, о котором мы упоминали ранее. Итак, имеем универсальные формулы для определения тока стока ПТ:

$$I_С = 2k\,[(U_{СИ} - U_П)\,U_{СИ} - 0{,}5U_{СИ}^2] \quad \text{(линейный участок)},$$

$$I_С = k(U_{ЗИ} - U_П)^2 \quad \text{(участок насыщения)}.$$

Если мы назовем $U_{ЗИ} - U_П$ (величину, на которую напряжение затвор–исток превышает порог) «напряжением возбуждения затвора», то можно сформулировать три важных результата из сказанного: а) удельное сопротивление ПТ в линейной области обратно пропорционально напряжению возбуждения, б) линейный

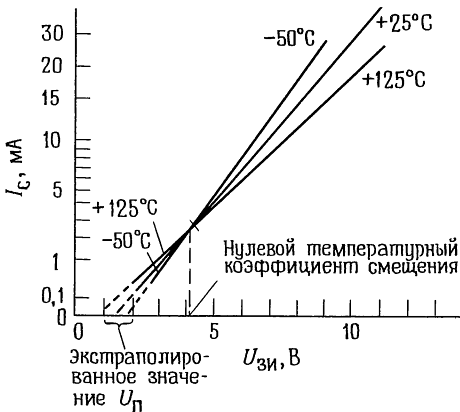


Рис. 3.13. Зависимости I_C ($U_{ЗИ}$) n-канального МОП-транзистора 2N4351 (квадратичный масштаб вертикальной оси).

участок простирается вплоть до напряжения, равного напряжению возбуждения и в) ток насыщения стока пропорционален напряжению возбуждения в квадрате. Приведенные выражения предполагают, что подложка соединена с истоком. Обратите внимание на то, что «линейный участок» не является строго линейным, поскольку формула содержит нелинейный член $U^2_{СИ}$; позже мы покажем остроумную схему, фиксирующую эту составляющую.

Масштабный коэффициент k зависит от таких параметров, как геометрия ПТ, емкость слоя окисла и подвижность носителей. У этой постоянной отрицательный температурный коэффициент:

$$k \sim T^{-3/2}.$$

Этот эффект сам по себе приводил бы к уменьшению I_C с увеличением температуры. Однако это компенсируется тем, что $U_П$ также в слабой степени зависит от температуры с коэффициентом 2–5 мВ/°С; суммарный эффект дает зависимость тока стока от температуры, показанную на рис. 3.13.

При больших токах стока убывание коэффициента k с ростом температуры влечет уменьшение тока стока – настоящее тепловое бегство! Как следствие этого, ПТ какого-нибудь одного типа могут быть соединены параллельно без токовыравнивающих резисторов, в отличие от биполярных транзисторов, где «резисторный балласт» в цепях эмиттеров необходим (см. разд. 6.07). Этот же отрицательный температурный коэффициент предотвращает также тепловую гонку на локальном участке перехода (эффект, известный под названием «прогиб тока»), которая серьезно ограничивает допустимую мощность рассеяния больших биполярных транзисторов, как мы увидим при обсуждении «вторичного пробоя» и «площади безопасной работы» в гл. 6.

При малых токах стока (когда доминирует температурная зависимость $U_П$) I_C растет с ростом температуры и точка перехода от возрастания к убыванию находится при некотором промежуточном значении тока стока. Этот эффект используется в операционных усилителях на ПТ для минимизации температурного дрейфа, как мы увидим в следующей главе.

Субпороговая область. Приведенное выше выражение для тока насыщения

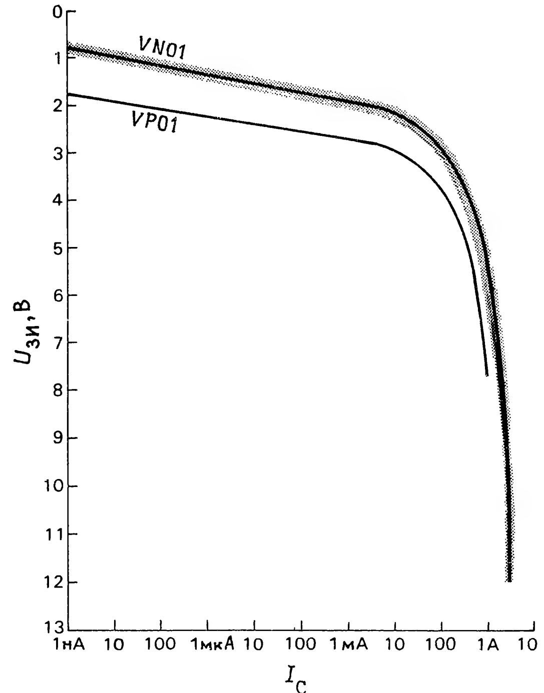


Рис. 3.14. Измеренные графики зависимости тока стока от напряжения затвор–исток для двух типов МОП-транзисторов.

стока непригодно для очень малых значений тока стока. Этот диапазон известен как «субпороговая» область, где канал находится ниже порога проводимости, однако некоторый ток все-таки проходит за счет небольшой вероятностной популяции электронов с большим тепловым возбуждением. Если вы изучали физику или химию, то, возможно, знаете из того, что проходили, что результирующий ток имеет экспоненциальную зависимость:

$$I_С = k \exp(U_{ЗИ} - U_П).$$

Мы измерили ток стока некоторых МОП-транзисторов в диапазоне изменения его на 9 декад (от 1 нА до 1 А) и построили графики зависимости $I_С$ от $U_{ЗИ}$ (рис. 3.14). Диапазон от 1 нА до 1 мА очень точно соответствует экспоненте; выше этого субпорогового участка кривые входят в нормальную область насыщения. Для *n*-канальных МОП-транзисторов (типа VN01) мы проверили выборку из 20 транзисторов (четырех разных изготовителей, разброс выпуска – 2 года) и нанесли диапазон разноса значений, чтобы получить представление о их вариабельности (см. следующий разд.). Обратите внимание на несколько худшие характеристики ($U_П$, $I_{С\,вкл}$) «комплементарного» транзистора VP01.

3.05. Производственный разброс характеристик ПТ

Перед тем как рассматривать какие-нибудь схемы, оценим сначала диапазон параметров ПТ (таким как $I_{СИ\,нач}$ и $U_П$), а также их «разброс» среди приборов одного типа с целью получения более полного представления о ПТ. К сожалению, многие характеристики ПТ имеют разброс намного больше, чем соответствующие характеристики биполярных транзисторов, – факт, который проектировщик должен помнить. Например, в паспорте на *VN* 01 (типичный *n*-канальный МОП-транзистор) оговорено, что $U_П$ может составлять от 0,8 до 2,4 В (при $I_С = 1$ мА), в сравнении с тем, что аналогичный параметр биполярного *npn*-транзистора, $U_{БЭ}$ имеет разброс от 0,63 до 0,83 В (также при $I_К = 1$ мА). Итак, вот что мы можем ожидать:

Характеристика	Диапазон номинальных значений	Разброс
$I_{СИ\,нач}$, $I_{С\,вкл}$	от 1 мА до 1 А	× 5
$R_{СИ\,вкл}$	0,05 Ом–10 кОм	× 5
g_m при 1 мА	500–3000 мкс	× 5
$U_{ост}$ ($p - n -$ ПТ)	0,5–10 В	5 В
$U_П$ (МОП)	0,5–5 В	2 В
$U_{СИ\,пр}$	6–1000 В	
$U_{ЗИ\,пр}$	6–125 В	

В этой таблице $R_{СИ\,вкл}$ – сопротивление сток – исток (линейная область, т. е. малое напряжение $U_{ЗИ}$) для полностью открытого ПТ, т. е. при заземленном затворе в случае ПТ с *p*–*n*-переходом или при большом (обычно принимается 10 В) напряжении затвор – исток у МОП-транзистора. $I_{СИ\,нач}$ и $I_{С\,вкл}$ – значения тока стока в области насыщения (большое $U_{СИ}$) при тех же самых отпирающих условиях возбуждения затвора. $U_{отс}$ есть напряжение отсечки (ПТ с *p*–*n*-переходом), $U_П$ – пороговое напряжение затвора (МОП-транзисторы), а $U_{СИ\,пр}$ и $U_{ЗИ\,пр}$ – соответствующие напряжения пробоя. Как можно видеть, ПТ с заземленным истоком может быть хорошим источником тока, но нельзя точно предсказать, каким будет этот ток. Напряжение $U_{ЗИ}$, при котором получается заданный ток стока, может заметно варьировать в отличие от предсказуемого ($\approx 0,6$ В) $U_{БЭ}$ у биполярных транзисторов.

Согласование характеристик. Как вы можете видеть, ПТ уступают биполярным транзисторам в предсказуемости $U_{ЗИ}$, т. е. значения $U_{ЗИ}$, обеспечивающие заданный $I_С$, имеют большой разброс. Приборы, обладающие бóльшим разбросом, будут, вообще говоря, давать больший сдвиг (напряжение небаланса), если их применять в качестве дифференциальных пар. Например, типичный серийный биполярный транзистор дает разброс $U_{БЭ}$ в 50 мВ или около того при некотором заданном токе коллектора без всякого отбора транзисторов (берем подряд любой прибор, имеющийся под рукой). Соответствующая цифра для МОП-транзисторов – более 1 В! Но поскольку ПТ обладают весьма желательными характеристиками,

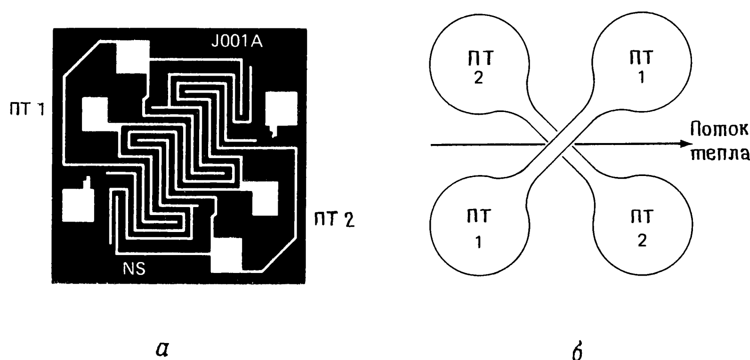


Рис. 3.15. Гребенчатая структура (*а*) и температурно-градиентная компенсация (*б*).

имеет смысл затратить некоторые дополнительные усилия для уменьшения сдвига путем изготовления согласованных пар. Проектировщики ИС пользуются такими приемами как перемежающаяся (гребенчатая) структура (два прибора разделяют между собой один и тот же участок подложки ИС) и выравнивание температурных градиентов в схеме между приборами (рис. 3.15).

Получаемые результаты впечатляют. Хотя ПТ не могут сравняться с биполярными транзисторами в согласованности $U_{ЗИ}$, их параметры вполне пригодны для большинства применений. Например, наилучшим образом согласованная пара ПТ имеет сдвиг 0,5 мВ и температурный коэффициент 5 мкВ/°С (макс.), в то время как у лучшей биполярной пары эти значения будут 25 мкВ и 0,6 мкВ/°С, грубо говоря, в 10 раз лучше. Операционные усилители (универсальные дифференциальные усилители с высоким коэффициентом усиления, о которых мы будем говорить в следующей главе) выпускаются как на полевых, так и на биполярных транзисторах; для высокоточных применений вы сможете, вообще говоря, выбрать ОУ с биполярной «начинкой» (ввиду тесного согласования входных транзисторов по $U_{БЭ}$), в то время как ОУ с ПТ-входом, очевидно, является наилучшим выбором для высокоомных схем (их входы – затворы ПТ – не потребляют тока). Например, недорогой ОУ типа *LF* 411 со входом на ПТ с *p–n*-переходом, который мы используем повсеместно в схемах, приводимых в следующей главе, имеет типичное значение входного тока 50 пА и стоит 60 цент; популярный *TLC* 272 со входом на МОП-транзисторах стоит примерно столько же и имеет типичное значение входного тока всего 1 пА! Для сравнения укажем, что обычный биполярный ОУ μA741 имеет типичное значение входного тока 80 000 пА (80 нА).

В табл. 3.1 – 3.3 дан перечень типичных ПТ с *p–n*-переходом (как одиночных, так и сдвоенных) и малосигнальных МОП-транзисторов. Мощные МОП-транзисторы, которые мы рассмотрим в разд. 3.14, перечислены в табл. 3.5.

ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ НА ПТ

Теперь мы готовы к тому, чтобы рассмотреть схемы на ПТ. Обычно можно найти способ преобразовать схему на биполярных транзисторах в схему с использованием ПТ. Однако эта новая схема может не дать улучшения характеристик! В оставшейся части этой главы мы постараемся показать схемные решения, в которых проявляются преимущества уникальных свойств ПТ, т. е. схемы, которые работают лучше, будучи построены на ПТ, или которые совсем нельзя изготовить на биполярных транзисторах. С этой целью может оказаться полезным сгруппировать схемы на ПТ по категориям; здесь особенно важным является, как мы это видим.

Схемы с высоким полным сопротивлением (слаботочные). Сюда относятся бу-

Таблица 3.1. Полевые транзисторы с p–n-переходом

Тип	$U_{ЗИ\,пр}$, В	$I_{С\,нач}$, мА		$U_П(U_{отс})$, В		$C_{ЗИ}$, пФ	$C_{ЗС}$, пФ	Примечания
		мин.	макс.	мин.	макс.	макс.	макс.	
n-канальные								
2N4117A–	40	0,03	0,09	0,6	1,8	3	1,5	Малая утечка: 1 пА (макс.)
2N4119A	40	0,24	0,6	2	6	4	1,5	
2N4338	50	0,2	0,6	0,3	1	6	2	0,51 А/Гц$^{1/2}$ при 100 кГц
2N4416	30	5	15	2,5	6	4	0,8	Малый СВЧ-шум: 2 дБ (макс.) при 100 МГц
2N4867A–	40	0,4	1,2	0,7	2	25	5	Низкочастотный, малый шум:
2N4869A	40	2,5	7,5	1,8	5	25	5	10 нВ/Гц$^{1/2}$ (макс.) при 10 Гц
2N5265–	60	0,5	1	–	3	7	2	6 типов в серии, строгая специфи-
2N5270	60	7	14	–	8	7	2	кация по $I_{С\,нач}$; комплементарные к p-канальным 2N5358–64.
2N5432	25	150	–	4	10	30	15	Ключ: $R_{вкл}$ = 5 Ом (макс.)
2N5457–	25	1	5	0,5	6	7	3	Общего назначения; комплемен-
2N5459	25	4	16	2	8	7	3	тарные к p-канальным 2N5460–62
2N5484–	25	1	5	0,3	3	5	1	Малый шум на ВЧ; недорогой
2N5486	25	8	20	2	6	5	1	
2SK117	50	0,6	14	0,2	1,5	13 [1)]	3 [1)]	Сверхмалый шум: 1 нВ/Гц$^{1/2}$
2SK147	40	5	30	0,3	1,2	75 [1)]	15 [1)]	Сверхмалый шум: 0,7 нВ/Гц$^{1/2}$
p-канальные								
2N5114	30	30	90	5	10	25	7	Ключ: $R_{вкл}$ = 75 Ом
2N5358–	40	0,5	1	0,5	3	6	2	7 видов в серии, строгая специфи-
2N5364	40	9	18	2,5	8	6	2	кация по $I_{С\,нач}$; комплементарные к n-канальным 2N5265–70
2N5460–	40	1	5	0,75	6	7	2	Общего назначения; комплемен-
2N5462	40	4	16	1,8	9	7	2	тарные к n-канальным 2N5457–59
2SJ72	25	5	30	0,3	2	185 [1)]	55 [1)]	Сверхмалый шум: 0,7 нВ/Гц$^{1/2}$

[1)] Типичное значение.

ферные или обычные усилители для тех применений, где ток базы или конечное полное входное сопротивление биполярных транзисторов ограничивает их характеристики. Хотя мы можем построить такие схемы на отдельно взятых ПТ, однако сегодняшняя практика отдает предпочтение использованию интегральных схем, построенных на ПТ. В некоторых из них ПТ используется только в качестве высокоомного входного каскада, а вся остальная схема построена на биполярных транзисторах, в других вся схема построена на ПТ.

Аналоговые ключи. МОП-транзисторы являются превосходными аналоговыми ключами, управляемыми напряжением, как мы уже указывали в разд. 3.01. Мы еще обсудим вкратце данный предмет. И снова говоря «аналоговый ключ», мы должны в общем случае иметь в виду интегральные микросхемы, а не схемы, построенные на дискретных элементах.

Цифровая логика. МОП-транзисторы доминируют при построении микропроцессоров, схем памяти и большинства высококачественных цифровых логических схем. Микромощные логические схемы изготавливаются исключительно на МОП-транзисторах. Здесь, как и прежде, МОП-транзисторы используются в составе интегральных схем. Далее мы увидим, почему ПТ отдается предпочтение перед биполярными транзисторами.

Таблица 3.2. МОП-транзисторы

Тип Обогащенные[1]	Изготовитель[2]	Защита затвора	$R_{вкл}$, Ом (макс.)	при $U_{ЗИ}$, В	$U_П$, В мин.	$U_П$, В макс.	$I_{Свкл}$, мА при $U_{СИ}$ = 10 В мин.	$C_{ЗС}$, пФ макс.	$U_{СИ пр}$, В	$U_{ЗИ пр}$, В	$I_{Зут}$, нА	Примечания
n-канальные												
3SK38A	TO	V	500	3	–	–	10	2,5	20	12	25	
3N170	IL	–	200	10	1,0	2	10	1,3	25	35	0,01	
SD210	SI	–	45	10	0,5	2	–	0,5	30	40	0,1	Малое $R_{вкл}$
SD211	SI	V	45	10	0,5	2	–	0,5	30	15	10	Малое $R_{вкл}$
VN1310	ST	–	8	10	0,8	2,4	500	5	100	20	0,1	Малый VМОП; диод С–И
IT1750	IL	–	50	20	0,5	3	10	1,6	25	25	0,01	
VN2222L	SI	–	8	5	0,6	2,5	750	5	60	40	0,1	Малый VМОП; диод С–И
CD3600	RC	V	500	10	1,5[3]	–	1,3	0,4	15	15	0,01	Эквивалент матрице 4007
2N3796	MO	–	–	–	−4	–	14	0,8	25	10	0,001	Обедненный; $I_{СИ нас}$ = 1,5 мА
2N4351	MO+	–	300	10	1,5	5	3	2,5	25	35	0,01	Популярный
p-канальные												
3N163	IL	–	250	20	2	5	5	0,7	40	40	0,01	
VP1310	ST	–	25	10	1,5	3,5	250	5	100	20	0,1	Малый VМОП; диод С–И
IT1700	IL	–	400	10	2	5	2	1,2	40	40	0,01	
CD3600	RC	V	500	10	1,8[3]	–	1,3	0,8	15	15	0,02	Эквивалент матрицы 4007
2N4352	MO+	–	600	10	1,5	6	2	2,5	25	35	0,01	Популярный
3N172	IL	V	250	20	2	5	5	1	40	40	0,2	Популярный

[1] Если не указано обратное; [2] См. сноску к табл. 4.1; [3] типичное значение.

Таблица 3.3. Согласованные пары *n*-канальных ПТ с *p–n*-переходом

Тип	$U_{сдв}$, мВ	Дрейф $U_{сдв}$, мкВ/°С	$I_{З ут}$ ($U_{СИ}$ = = 20 В), пА	КОСС, дБ	$U_П$($U_{отс}$), В		$e_ш$ (10 Гц), нВ/Гц$^{1/2}$	$C_{ЗС}$, пФ ($U_{ЗС}$ = = 10 В)	Примечания
	макс.	макс.	макс.	мин.	мин.	макс.	макс.	макс.	
U421	10	10	0,2	90	0,4	2	50	1,5	Фирма Siliconix
2N3954A	5	5	100	–	1	3	150[1]	1,2	Общего назначения; малый дрейф
2N3955	5	25	100	–	1	4,5	150[1]	1,2	Популярный
2N3958	25	–	100	–	1	4,5	150[1]	1,2	
2N5196	5	5	15	–	0,7	4	20[2]	2	
2N5520	5	5	100	100	0,7	4	15	5	
2N5906	5	5	2	90[6]	0,6	4,5	70[6]	1,5	Малая утечка затвора
2N5911	10	20	100	–	1	5	20[3]	1,2	Малый шум на ВЧ
2N6483	5	5	100	100	0,7	4	10	3,5	Малый шум на ВЧ
NDF9406	5	5	5	120	0,5	4	30	0,1	«Каскодный ПТ»: малая $C_{ЗС}$
2N5452	5	5	100[4]	–	1	4,5	20[2]	1,2[5]	
2SK146	20	–	1000[4]	–	0,3	1,2	1,3	15[6]	Сверхмалый шум

[1] При 100 Гц; [2] при 1 кГц; [3] при 10 кГц; [4] при 30 В; [5] при 20 В; [6] типичное значение.

Мощные переключатели. Мощные МОП-транзисторы часто бывают предпочтительнее биполярных транзисторов для переключения нагрузок, как мы уже показали в нашей первой схеме, приведенной в данной главе. Для таких применений используются мощные дискретные ПТ.

Переменные резисторы; источники тока. В «линейной» области стоковых характеристик ПТ ведут себя подобно резисторам, управляемым напряжением; в области «насыщения» они являются управляемыми напряжением источниками тока. Вы можете использовать эти присущие ПТ свойства в своих схемах.

Общая замена биполярных транзисторов. Вы можете использовать ПТ в генераторах, усилителях, стабилизаторах напряжения, радиоприемных схемах (по крайней мере в некоторых из них), – там, где обычно используются биполярные транзисторы. Применение ПТ не гарантирует улучшения схемы – иногда такая замена желательна, иногда нет. Их следует просто иметь в виду как возможную альтернативу.

Давайте теперь посмотрим на указанные области применения. Для лучшего понимания мы слегка изменим порядок изложения.

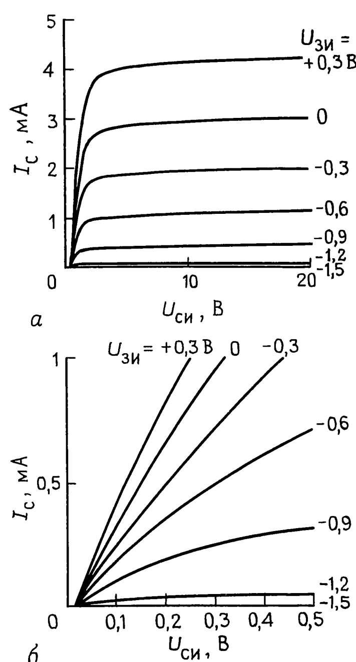


Рис. 3.17. Семейство выходных характеристик *n*-канального ПТ с *p–n*-переходом типа 2N5484: зависимость $I_С$ ($U_{СИ}$) при различных значениях $U_{ЗИ}$ при полном масштабе изменений параметров (*а*) и на начальном участке (*б*).

3.06. Источники тока на ПТ с *p–n*-переходом

ПТ используется в качестве источников тока в составе интегральных схем (в частности, в ОУ), а также иногда и в схемах на дискретных элементах. Простейший источник тока на ПТ показан на рис. 3.16; мы выбрали ПТ с *p–n*-переходом, а не МОП-транзистор, поскольку ему не требуется смещения затвора (режим с обеднением). Из стоковых характеристик ПТ (рис. 3.17) видно, что ток будет приблизительно постоянным при $U_{СИ}$ больше 2 В. Однако в силу разброса $I_{С\,нач}$ величина этого тока непредсказуема. Например, устройство 2N5484 (типичный *n*-канальный транзистор с *p–n*-переходом) имеет паспортную величину $I_{С\,нач}$ от 1 до 5 мА. И все же эта схема привлекает своей простотой двухвыводного устройства, дающего постоянный ток. Существуют дешевые серийные «диодные стабилизаторы тока», представляющие собой всего лишь отобранные по току ПТ с *p–n*-переходом, у которых затвор соединен со стоком. Это токовые аналоги стабилитронов (стабилизаторов напряжения). Приведем характеристики таких прибо-

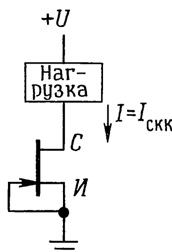


Рис. 3.16.

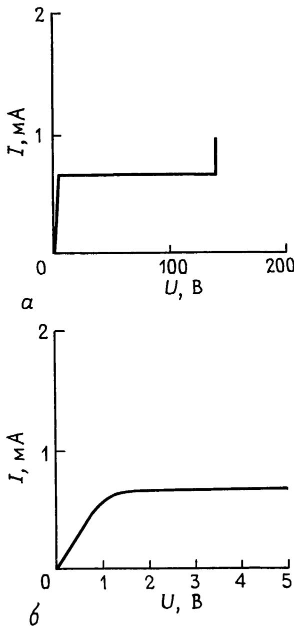


Рис. 3.18. «Диод-регулятор тока» 1N5294. *а*-полный масштаб изменения напряжения; *б*-начальный участок.

Таблица 3.4. Диодные стабилизаторы тока[1)]

Тип	$I_П$, мА	Полное сопротивление, МОм (при 25 В) мин.	$U_{мин.}$, В ($I > 0{,}8\ I_П$)
1N5283	0,22	25	1,0
1N5285	0,27	14	1,0
1N5287	0,33	6,6	1,0
1N5288	0,39	4,1	1,1
1N5290	0,47	2,7	1,1
1N5291	0,56	1,9	1,1
1N5293	0,68	1,4	1,2
1N5294	0,75	1,2	1,2
1N5295	0,82	1,0	1,3
1N5296	0,91	0,9	1,3
1N5297	1,0	0,8	1,4
1N5299	1,2	0,6	1,5
1N5302	1,5	0,5	1,6
1N5304	1,8	0,4	1,8
1N5305	2,0	0,4	1,9
1N5306	2,2	0,4	2,0
1N5308	2,7	0,3	2,2
1N5309	3,0	0,3	2,3
1N5310	3,3	0,3	2,4
1N5312	3,9	0,3	2,6
1N5314	4,7	0,2	2,9

[1)] Все диоды работают при напряжении до 100 В и до 600 мВт и ведут себя подобно обратно включенным диодам.

ров из серии 1N5283–1N5314:

Номинальный ток стабилизации	от 0,22 до 4,7 мА
Допуск	10%
Температурный коэффициент	± 0,4%/°С
Диапазон напряжений	1–2,5 В мин., 100 В макс.
Стабильность тока	5% тип.
Динамическое (дифференциальное) сопротивление	1 МОм (тип.) для устройств с током 1 мА

Мы построили график вольт-амперной характеристики устройства 1N5294, имеющего номинальный ток стабилизации 0,75 мА; рис. 3.18,*а* демонстрирует хорошее постоянство тока вплоть до напряжения пробоя (140 В для данного конкретного образца), тогда как из рис. 3.18,*б* видно, что полный ток данного устройства достигается при падении напряжения на нем несколько меньше 1,5 В. В разд. 5.13 мы покажем, как можно использовать такого рода устройство для создания генератора пилообразного напряжения с острыми вершинами сигнала. В табл. 3.4 дан неполный перечень устройств серии 1N5283.

Источник тока с автоматическим смещением. Вариация предыдущей схемы дает регулируемый источник тока (рис. 3.19). Резистор автоматического смещения R задает обратное смещение затвора $I_C R$, уменьшая I_C и приводя ПТ с p–n-переходом в состояние, близкое к отсечке. Можно рассчитать значение R по выходным характеристикам для конкретного ПТ. Эта схема не только дает возможность устанавливать ток (который должен быть меньше $I_{C\,нач}$), но и сделать это более предсказуемым образом. Кроме того, эта

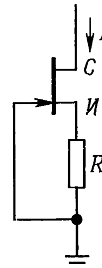


Рис. 3.19.

схема является лучшим источником тока (с более высоким динамическим сопротивлением) в силу того, что истоковый резистор обеспечивает обратную связь по току (которую мы рассмотрим в разд. 4.07), а также потому, что характеристики ПТ с $p-n$-переходом как источника тока при обратном смещении затвора всегда улучшаются, как это видно из приведенных на рис. 3.2 и 3.17 характеристик, где чем ниже кривая зависимости $I_С$ от $U_{ЗИ}$, тем она ближе к горизонтали. Однако, конечно, надо помнить, что значение $I_С$, полученное при каком-то значении $U_{ЗИ}$ для данного конкретного ПТ, может отличаться от взятого из характеристики на значительную величину ввиду технологического разброса. Если надо получить строго заданный ток, то можно использовать в цепи истока подстроечный резистор.

Упражнение 3.1. Подберите значение R для получения тока 1 мА в схеме источника тока на ПТ с $p-n$-переходом 2N5484, используя полученные измерениями кривые, представленные на рис. 3.17. Теперь оцените, к чему приводит тот факт, что паспортные данные $I_{С\,нач}$ для 2N5484 имеют разброс от 1 до 5 мА.

Источник тока на ПТ с $p-n$-переходом, даже с резистором в цепи истока, дает несколько изменяющийся ток при изменении напряжения, т. е. он имеет конечное выходное сопротивление, а не желаемое бесконечное значение $Z_{вых}$. Кривые рис. 3.17 показывают, например, что у транзистора 2N5484 при изменении напряжения стока в рабочем диапазоне от 5 до 20 В ток стока при замкнутых накоротко истоке и затворе (т. е. $I_{С\,нач}$) изменяется на 5%. Эту вариацию можно уменьшить до 2% или около того, включив в цепь истока резистор. Тот же прием, который был использован в схеме рис. 2.24, можно использовать и для источников тока на ПТ с $p-n$-переходом, как это и сделано на рис. 3.20. Идея (как и в случае с биполярными транзисторами) состоит в том, чтобы использовать второй ПТ с $p-n$-переходом для поддержания постоянным напряжения сток-исток в источнике тока. T_1 в этом случае является обычным источником тока на ПТ с $p-n$-переходом с истоковым резистором.

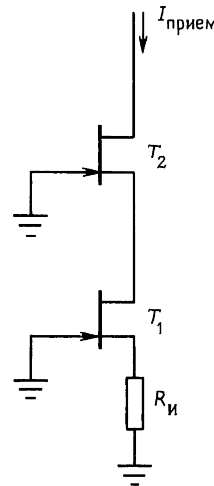


Рис. 3.20. Каскодная схема «потребителя» тока на ПТ с $p-n$-переходом.
$I_{СИ\,нас}(T_2) > I_{СИ\,нас}(T_1)$.

T_2 - ПТ с $p-n$-переходом с бо́льшим значением $I_{С\,нач}$, включенный «последовательно» с источником тока. Он пропускает постоянный ток стока T_1 в нагрузку, удерживая в то же время напряжение на стоке T_1 неизменным, а тем самым и напряжение затвор-исток, что вынуждает T_2 работать с тем же током, что и T_1. Таким образом, T_2 «экранирует» T_1 от колебаний напряжения на выходе; поскольку T_1 не подвержен вариациям напряжения стока, он «сидит на месте» и обеспечивает постоянный ток. Если вернуться к схеме зеркала Вилсона (рис. 2.48), то мы увидим, что здесь используется та же идея фиксации напряжения.

Вы можете распознать в этой схеме на ПТ с $p-n$-переходом «каскодную» схему, которая обычно используется для преодоления эффекта Миллера (разд. 2.19). Каскодная схема на ПТ с $p-n$-переходом проще, чем на биполярных транзисторах, поскольку здесь не требуется напряжения смещения на затворе верхнего ПТ: ввиду того, что он работает в режиме с обеднением, можно просто заземлить его затвор (сравните с рис. 2.74).

Упражнение 3.2. Объясните, почему верхний ПТ с $p-n$-переходом в каскодной схеме должен иметь более высокое значение $I_{С\,нач}$, чем нижний ПТ. По-

мочь в этом может рассмотрение каскодной схемы на ПТ с $p-n$-переходом без истокового резистора.

Важно осознавать, что источник тока на хороших биполярных транзисторах обеспечит намного лучшие предсказуемость и стабильность, чем источник тока на ПТ с $p-n$-переходом. Более того, построенные на ОУ источники тока, которые мы увидим в следующей главе, еще лучше. Например, источник тока на ПТ в типичном диапазоне температур и вариаций напряжения нагрузки может давать ток с отклонениями на 5%, даже если подгонкой истокового резистора установить желаемый ток; в то же время источник тока на ОУ из биполярных или полевых транзисторов даст без особых усилий со стороны разработчика предсказуемость и стабильность лучше 0,5%.

3.07. Усилители на ПТ

Истоковые повторители и усилители на ПТ с общим истоком – это аналоги эмиттерных повторителей и усилителей с общим эмиттером на биполярных транзисторах, о которых мы говорили в предыдущей главе. Однако отсутствие постоянного тока затвора дает возможность получить очень высокое входное сопротивление. Такие усилители необходимы, когда мы имеем дело с высокоомными источниками сигналов, встречающимися в измерительных схемах. Для некоторых специализированных применений вы, может быть, захотите построить повторители или усилители на дискретных ПТ, однако в большинстве случаев можно использовать достоинства, которыми обладают ОУ с ПТ-входом. В любом случае стоит понять, как они работают.

Когда мы имеем дело с ПТ, то обычно применяется та же схема автоматического смещения, что и в источниках тока на ПТ с $p-n$-переходом (разд. 3.06) с одним резистором смещения затвора, подключенным вторым выводом к земле (рис. 3.21); для МОП-транзисторов требуется делитель, питаемый от источника напряжения стока, или расщепленный источник, как это было и в случае с биполярными транзисторами. Резистор смещения затвора

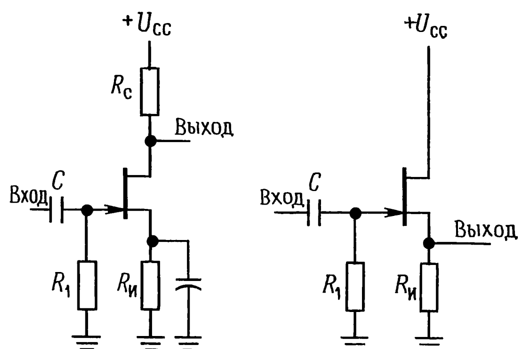


Рис. 3.21.

может иметь очень большое сопротивление (свыше МОм), поскольку ток утечки затвора измеряется наноамперами.

Крутизна. Отсутствие тока затвора делает естественным параметром, характеризующим усиление ПТ, крутизну – отношение выходного тока к входному напряжению:

$$g_m = i_{вых}/u_{вх}.$$

Это отличается от того, как мы рассматривали биполярные транзисторы в предыдущей главе, где мы вначале носились с идеей усиления по току ($i_{вых}/i_{вх}$), а затем ввели ориентированную на параметр крутизны модель Эберса – Молла: полезно было посмотреть на биполярные транзисторы с разных сторон, в зависимости от их применения.

Крутизна ПТ может быть оценена по характеристике либо по тому, насколько увеличивается $I_С$ при переходе от одной кривой с фиксированным значением напряжения затвора к другой из семейства кривых (рис. 3.2 или 3.17), либо, что проще, по наклону кривых «передаточных характеристик» $I_С - U_{ЗИ}$ (рис. 3.14). Крутизна зависит от тока стока (вскоре мы увидим как) и определяется просто как

$$g_m(I_С) = i_С/u_{ЗИ}.$$

(Напомним, что строчными латинскими буквами обозначаются малосигнальные приращения.) Из этого выражения мы получаем коэффициент усиления по напряжению:

$$K_U = u_С/u_{ЗИ} = -R_С i_С/u_{ЗИ} = -g_m R_С,$$

тот же результат, что и для биполярного транзистора в разд. 2.09, если заменить резистор нагрузки $R_К$ на $R_С$. Как правило, крутизна ПТ равняется нескольким тысячам микросименс (мкСм) при токе стока в несколько миллиампер. Поскольку g_m зависит от тока стока, существует некоторая нелинейность, связанная с зависимостью коэффициента усиления от изменения тока стока на протяжении периода сигнала, подобно тому, как это бывает в усилителе с заземленным эмиттером, где $g_m = 1/r_э$ пропорциональна $I_С$. Кроме того, ПТ в общем имеют значительно меньшую крутизну, чем биполярные транзисторы, что делает их менее подходящими для построения усилителей и повторителей. Рассмотрим это немного подробнее.

Сравнение крутизны ПТ и биполярных транзисторов. Чтобы перевести наше последнее замечание в числа, рассмотрим ПТ с $p-n$-переходом и биполярный транзистор, каждый с рабочим током 1 мА. Представим, что они включены как усилители с общим истоком (эмиттером), а сток (коллектор) через резистор 5 кОм подключен к источнику питания +10 В

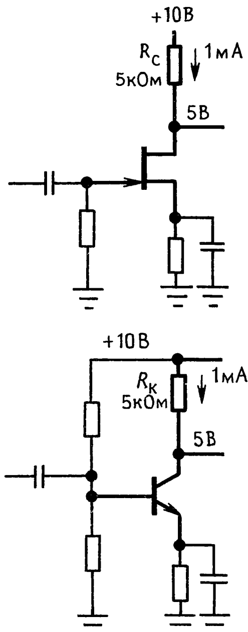


Рис. 3.22.

(рис. 3.22). Не будем обращать внимания на детали смещения и сосредоточимся на рассмотрении коэффициента усиления. Биполярный транзистор имеет $r_э$, равное 25 Ом, а следовательно, $g_m = 40$ мСм и коэффициент усиления по напряжению −200 (что можно получить прямым расчетом как $-R_К/r_э$). Типичный ПТ с $p-n$-переходом (например, 2N4220) имеет g_m порядка 2 мСм при токе стока 1 мА, давая коэффициент усиления по напряжению порядка −10. Это сравнение выглядит обескураживающим. Малая g_m дает также относительно высокое $Z_{вых}$ в схеме повторителя (рис. 3.23): ПТ с $p-n$-переходом имеет $Z_{вых} = 1/g_m$, что в данном случае эквивалентно 500 Ом (независимо от сопротивления источника сигнала); в сравнении с этим биполярный транзистор имеет $Z_{вых} = R_с/h_{21э} + r_э = R_с/h_{21э} + 1/g_m$, равное $R_с/h_{21э} + 25$ Ом (при 1 мА). Для типичного бета-биполярного транзистора, скажем $h_{21э} = 100$, и при разумных значениях сопротивления источника сигнала, скажем при $R_с < 5$ кОм, биполярный повторитель на порядок лучше ($Z_{вых}$ равно 25–75 Ом). Отметим, однако, что при $R_с > 50$ кОм повторитель на ПТ с $p-n$-переходом будет лучше.

Чтобы видеть, что происходит, вернемся к выражениям зависимости тока стока ПТ от напряжения затвор–исток и сравним с эквивалентным уравнением (Эберса–Молла) зависимости тока коллектора биполярного транзистора от напряжения база–эмиттер.

Биполярный транзистор (уравнение Эберса–Молла):

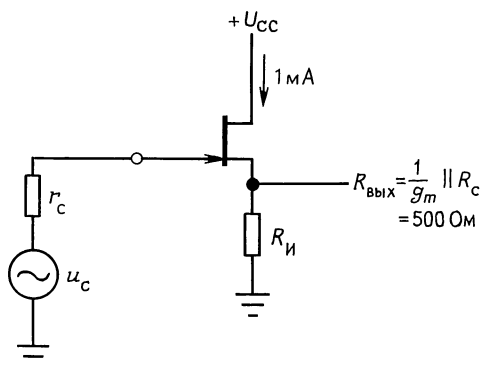
$$I_К = I_с[\exp(U_{БЭ}/U_T) - 1],$$

где $U_T = kT/q = 25$ мВ, что дает $g_m = dI_К/dU_{БЭ} = I_К/U_T$ для коллекторного тока, большого в сравнении с током «утечки» $I_с$. Это уже знакомый нам результат – $r_э(\text{Ом}) = 25/I_К(\text{мА})$, поскольку $g_m = 1/r_э$.

Полевой транзистор: в «субпороговой» области он имеет очень малый ток стока

$$I_С \sim exp(U_{ЗИ}),$$

что, будучи экспоненциальным подобием уравнения Эберса–Молла, также дает пропорциональную зависимость крутиз-



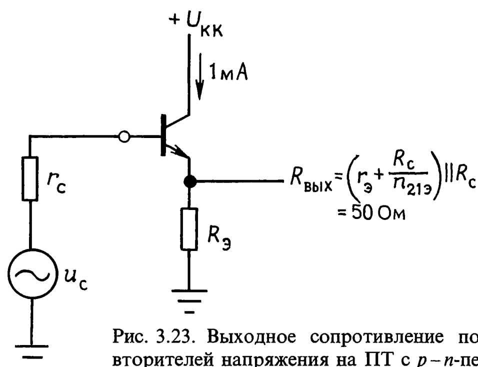


Рис. 3.23. Выходное сопротивление повторителей напряжения на ПТ с $p-n$-переходом (*а*) и биполярном транзисторе (*б*).

ны от тока. Однако для наблюдающихся в реальности значений k (который зависит от геометрии ПТ, подвижности носителей и т. п.) крутизна ПТ несколько ниже, чем у биполярного транзистора, – около I/40 мВ для p-канального МОП-транзистора и около I/60 мВ для n-канального МОП-транзистора, тогда как у биполярных транзисторов она равна I/25 мВ. По мере увеличения тока ПТ входит в нормальную область «насыщения», где

$I_С = k(U_{ЗИ} - U_T)^2$,

что дает $g_m = 2(kI_С)^{1/2}$. Это означает, что крутизна растет пропорционально лишь корню квадратному из $I_С$ и становится намного меньше крутизны биполярного транзистора при тех же значениях рабочего тока (см. рис. 3.24). Увеличение постоянной k в предыдущих уравнениях (за

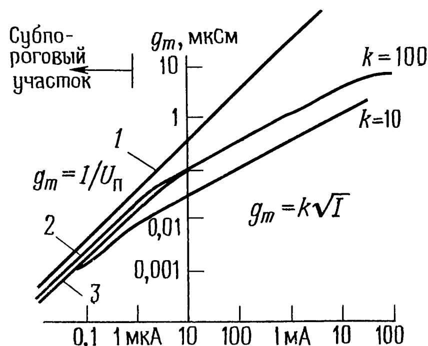


Рис. 3.24. Сравнение g_m биполярных и полевых транзисторов. *1* – биполярный транзистор; *2* – p-канальный МОП-транзистор; *3* – n-канальный МОП-транзистор.

счет увеличения отношения ширины канала к его длине) увеличивает крутизну (и ток стока при данном значении $U_{ЗИ}$) в надпороговой области, но все равно крутизна остается меньше, чем у биполярного транзистора при том же токе.

Упражнение 3.3. Выведите предыдущие выражения для g_m, взяв производную $I_{вых}$ относительно $U_{вх}$.

Проблему низкого коэффициента усиления в усилителях на ПТ можно разрешить, обратившись к нагрузке в виде источника тока (активной), однако вновь биполярный транзистор будет лучше в той же схеме. По этой причине редко можно видеть ПТ в схемах простых усилителей, если только не нужно использовать их уникальные входные параметры (исключительно высокое входное сопротивление и малый входной ток).

Обратите внимание на то, что крутизна ПТ в области насыщения пропорциональна $U_{ЗИ} - U_T$; так, например, ПТ с $p-n$-переходом, на затвор которого подано напряжение, равное половине напряжения отсечки, имеет крутизну примерно вполовину меньше, чем приведенная в паспорте (где она всегда дается при $I_С = I_{С\,нач}$, т. е. при $U_{ЗИ} = 0$).

Дифференциальные усилители. Можно использовать согласованные пары ПТ для построения входных каскадов с высоким полным входным сопротивлением биполярных дифференциальных усилителей, а также играющих важную роль ОУ и компараторов, которые мы встретим в сле-

дующей главе. Как отмечалось выше, значительный разброс $U_{ЗИ}$ у ПТ приведет, вообще говоря, к бóльшим значениям входного напряжения сдвига и его дрейфа, чем у аналогичного усилителя, построенного исключительно на биполярных транзисторах; зато входное полное сопротивление колоссально возрастет.

Генераторы. Вообще говоря, ПТ по своим характеристикам могут быть хорошей заменой биполярных транзисторов почти в любой схеме, которая выигрывает благодаря их уникально высокому полному входному сопротивлению и малому входному току смещения. Примерами таких схем являются высокостабильные LC-генераторы и кварцевые генераторы, которые мы представим в разд. 5.18, 5.19 и 13.11.

Активная нагрузка. Так же как и для усилителей на биполярных транзисторах, в усилителе на ПТ можно заменить резистор нагрузки стока активной нагрузкой, т.е. источником тока. При этом можно получить очень большой коэффициент усиления по напряжению:

$K_U = -g_m R_С$
(резистор нагрузки стока),

$K_U = -g_m R_0$
(источник тока),

где R_0 – полное сопротивление в цепи стока, обычно лежащее в диапазоне значений от 100 кОм до 1 МОм.

Одним из вариантов активной нагрузки является токовое зеркало, включенное в качестве нагрузки стока в дифференциальном каскаде на ПТ (см. разд. 2.18); эта схема, однако, не обеспечивает стабильного смещения, если не охватить ее общей цепью обратной связи. Токовое зеркало можно построить как на ПТ, так и на биполярных транзисторах. Часто это схемное решение применяется в ОУ на ПТ, которые мы увидим в следующей главе. Другой прекрасный пример применения метода активной нагрузки вы увидите в разд. 3.14, когда мы будем рассматривать линейный усилитель на КМОП-транзисторах.

3.08. Истоковые повторители

Ввиду относительно малой крутизны ПТ часто предпочитают использовать построенный на ПТ «истоковый повторитель» (являющийся аналогом эмиттерного повторителя) в качестве входного буферного каскада для усилителя на обычных биполярных транзисторах, вместо того, чтобы пытаться прямо изготовить усилитель на ПТ с общим истоком. При этом сохраняются высокое входное сопротивление и нулевой постоянный входной ток ПТ, а большая крутизна биполярного транзистора позволяет получить большой коэффициент усиления в одном каскаде. Кроме того, у дискретных ПТ (т.е. не являющихся частью интегральной схемы) межэлектродные емкости выше, чем у биполярных транзисторов, вследствие чего в усилителях с общим истоком более сильно проявляется эффект Миллера (разд. 2.19); в схеме истокового повторителя, как и в эмиттерном повторителе, эффект Миллера отсутствует.

Повторители на ПТ с их высоким полным входным сопротивлением обычно применяются как входные каскады в осциллографах и других измерительных приборах. Во многих случаях высокое полное сопротивление бывает неотъемлемой особенностью источника сигнала, как, например, у конденсаторных микрофонов, pH-метров, детекторов заряженных частиц или микроэлектродов для снятия сигналов с живых объектов в биологии и медицине; во всех этих случаях полезен входной каскад на ПТ (дискретных или в составе интегральной схемы). В схемотехнике встречаются случаи, когда и последующий каскад должен иметь малый входной ток или вообще его не иметь. Примеры тому – схемы «слежения и хранения» и пиковые детекторы, в которых конденсатор, запоминающий уровень напряжения, «сбросится», если вход последующего усилителя проводит слишком большой ток. Во всех этих случаях пренебрежимо малый входной ток ПТ является более важной характеристикой, чем его малая крутизна, что делает истоковый повторитель (или даже усилитель с об-

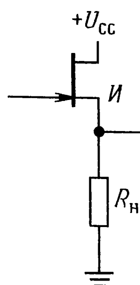


Рис. 3.25.

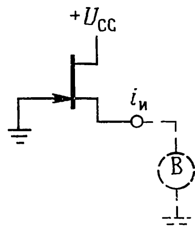


Рис. 3.26.

щим истоком) весьма выгодной заменой эмиттерного повторителя на биполярных транзисторах.

На рис. 3.25 показан простейший истоковый повторитель. Мы можем выразить амплитуду выходного сигнала, как делали это для эмиттерного повторителя в разд. 2.11, через крутизну. Имеем: $u_И = R_н i_С$, так как $i_З$ пренебрежимо мал; при этом, поскольку $i_С = g_m u_{ЗИ} = g_m(u_З - u_И)$, то $u_И = [R_н g_m/(1 + R_н g_m)] u_З$. При $R_н \gg 1/g_m$ мы имеем хороший повторитель ($u_И \approx u_З$) с коэффициентом усиления, близким к единице, хотя всегда меньше единицы.

Выходное сопротивление. Предыдущую формулу для $u_И$ можно было бы считать не приближенным, а точным выражением, если бы выходное сопротивление истокового повторителя было равно $1/g_m$, (попробуйте произвести соответствующие расчеты, рассматривая напряжение источника как источник, который будучи включен последовательно с $1/g_m$, работает на нагрузку $R_н$). Это точный аналог ситуации с эмиттерным повторителем, у которого выходное полное сопротивление равно $r_э = 25/I_К$ или $1/g_m$. Легко показать, что истоковый повторитель имеет полное выходное сопротивление $1/g_m$, определив ток истока при сигнале, приложенном к выходу при заземленном затворе (рис. 3.26). Ток стока в этом случае равен $i_С = g_m u_{ЗИ} = g_m u$, а $r_{вых} = u/i_С = 1/g_m$. Обычно $r_{вых}$ составляет несколько сот ом при токах в несколько миллиампер. Как легко видеть, истоковые повторители не столь совершенны, как эмиттерные повторители.

У данной схемы два недостатка:

1. Относительно большое выходное полное сопротивление означает, что амплитуда выходного сигнала может быть значительно меньше, чем амплитуда входного, даже при высоком полном сопротивлении нагрузки, так как любое $R_н$ образует в сочетании с выходным сопротивлением истока делитель. Кроме того, так как ток стока меняется на протяжении периода сигнала, поэтому g_m и вместе с ней выходное полное сопротивление будут изменяться, внося в выходной сигнал некоторую нелинейность (искажения). Эту ситуацию можно улучшить, используя ПТ с большой крутизной, но лучшим решением является комбинированный (ПТ-биполярный транзистор) повторитель.
2. Так как величина $U_{ЗИ}$, необходимая для задания определенного рабочего тока,-трудно контролируемый при изготовлении параметр, то истоковый повторитель имеет непредсказуемое смещение по постоянному току-серьезный минус при использовании в схемах со связями по постоянному току.

Активная нагрузка. Путем добавления нескольких элементов истоковый повторитель может быть очень сильно улучшен. Рассмотрим это поэтапно.

Во-первых, заменим $R_н$ источником тока (отбирающим ток, рис. 3.27). Постоянный ток истока стабилизирует напряжение $U_{ЗИ}$, а это устраняет нелинейности. Для простоты можно считать, что значение $R_н$ становится бесконечным-эф-

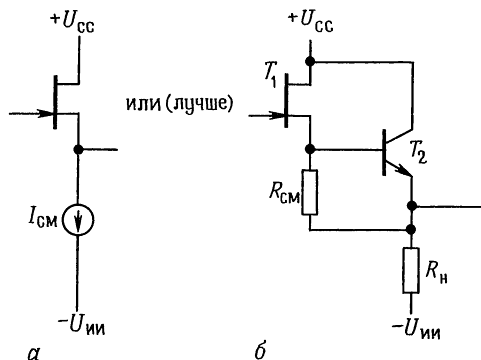


Рис. 3.27.

фект, создаваемый источником тока в качестве нагрузки. Схема на рис. 3.27, *б* имеет еще одно преимущество в виде малого выходного сопротивления при сохранении приближенного постоянства тока истока $U_{БЭ}/R_{см}$. По-прежнему, правда, существует проблема непредсказуемого (а потому ненулевого) напряжения смещения от входа к выходу $U_{ЗИ}$ (для схемы 3.27, *б* – $U_{ЗИ} + U_{БЭ}$). Можно было бы, конечно, просто отрегулировать $I_{см}$ к значению $I_{С\,нач}$ для конкретного ПТ в схеме 3.27, *а* или отрегулировать также $R_{см}$ на схеме 3.27, *б*. Но это решение плохо по двум причинам: а) требуется индивидуальная регулировка для каждого ПТ; б) даже и при этом $I_С$ может сильно меняться (почти двукратно) при изменении температуры в рабочем диапазоне при данном $U_{ЗИ}$.

В более качественных схемах применяются согласованные пары ПТ с нулевым смещением (рис. 3.28). T_1 и T_2 – это согласованная пара на отдельном кремниевом кристалле. T_2 отбирает ток точно отвечающий условию $U_{ЗИ} = 0$, поэтому, так как для обоих ПТ $U_{ЗИ} = 0$, T_1 есть повторитель с нулевым смещением. Так как оба ПТ находятся в одних и тех же температурных условиях, смещение остается почти нулевым при любой температуре.

Обычно в предыдущей схеме добавляют небольшие истоковые резисторы (рис. 3.29). Если чуть подумать, то будет ясно, что резистор R_1 необходим, а равенство $R_1 = R_2$ гарантирует, что $U_{вых} = U_{вх}$, если T_1 и T_2 согласованы. Эта модификация схемы улучшает предсказуемость $I_С$, позволяет установить значение тока стока, отличное от $I_{С\,нач}$ и улучшает линейность, поскольку ПТ как источник тока работает лучше при значениях рабочего тока, меньших $I_{С\,нач}$. Такой повторитель широко применяется в качестве входного каскада усилителя вертикального отклонения осциллографа.

Чтобы «выжать» из схемы все возможное, можно добавить в нее цепь следящей обратной связи со стока (чтобы скомпенсировать входную емкость) и выходной каскад на биполярном транзисторе для

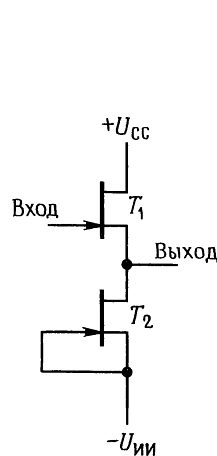


Рис. 3.28.

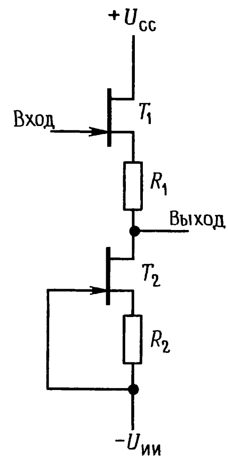


Рис. 3.29.

получения низкого полного выходного сопротивления. Тот же выходной сигнал можно затем использовать для запитки внутреннего «защитного» экрана, эффективно понижающего влияние емкости экранированного кабеля, которая в противном случае катастрофически ухудшила бы параметры схемы с высоким сопротивлением источника сигналов и свела бы на нет большое полное входное сопротивление, свойственное буферному усилителю.

3.09. Ток затвора ПТ

Мы уже говорили вначале, что ПТ вообще и МОП-транзисторы в особенности имеют практически нулевой ток затвора. Это, возможно, наиболее важное свойство ПТ и оно использовалось в описанных в предыдущем разделе высокоомных усилителях и повторителях. Существенным оно будет и в тех применениях, о которых речь впереди – самые существенные из них аналоговые ключи и цифровые логические схемы.

Разумеется, при пристальном рассмотрении мы увидим, что какой-то ток через затвор все же течет. Это важно знать, поскольку наивная модель с нулевым током гарантирует, что раньше или позже, но вы ошибетесь. Фактически к возникновению конечного (ненулевого) тока затвора приводит ряд механизмов. Даже

у МОП-транзисторов изоляция затвора (двуокись кремния), несовершенна, что приводит к токам утечки, находящимся в пикоамперном диапазоне. У ПТ с $p-n$-переходом «изоляция» затвора на самом деле является обратносмещенным диодным переходом и механизмы тока утечки через него те же, что и у обычного диода. Кроме того, ПТ с $p-n$-переходом (n-канальные в особенности) подвержены дополнительному эффекту, известному как ток «ударной ионизации» затвора; он может достигать астрономических уровней. И наконец, как ПТ с $p-n$-переходом, так и МОП-транзисторы имеют динамический ток затвора, возникающий при воздействии сигналов переменного тока на емкость затвора; это может вызвать эффект Миллера, совсем как у биполярных транзисторов.

В большинстве случаев входной ток затвора пренебрежимо мал в сравнении с током базы биполярного транзистора. Есть, однако, ситуации, когда ПТ может фактически иметь более высокий входной ток! Рассмотрим ряд из них.

Утечка затвора. Полное входное напряжение усилителя (или повторителя) на ПТ на низких частотах ограничено утечкой затвора. В паспорте ПТ обычно указывается напряжение пробоя $U_{З\,макс}$, определяемое как напряжение между затвором и каналом (исток и сток закорочены), при котором ток затвора достигает 1 мкА. При меньших напряжениях затвор–канал ток утечки затвора $I_{З\,ут}$, опять-таки при соединенных накоротко истоке и стоке, значительно меньше, и этот ток быстро падает до пикоамперного диапазона, когда напряжение затвор–сток существенно меньше напряжения пробоя. У МОП-транзисторов никогда нельзя допускать пробоя изоляции затвора; в данном случае утечка затвора определяется как некоторый максимальный ток утечки при определенном заданном в спецификации напряжении затвор–канал. В интегральных усилительных схемах на ПТ (например, в ОУ на ПТ) для спецификации входного тока утечки применяется не дающий правильного представления о сути дела «входной ток смещения» $I_{см}$; обычно его величина лежит в пикоамперном диапазоне.

Хорошо здесь то, что ток утечки находится в пикоамперном диапазоне при комнатной температуре. Плохо, что он быстро нарастает (фактически экспоненциально) с ростом температуры, грубо говоря удваивается на каждые 10°С. В противоположность этому ток утечки базы у биполярного транзистора практически отсутствует, в действительности имеется даже слабая тенденция к его

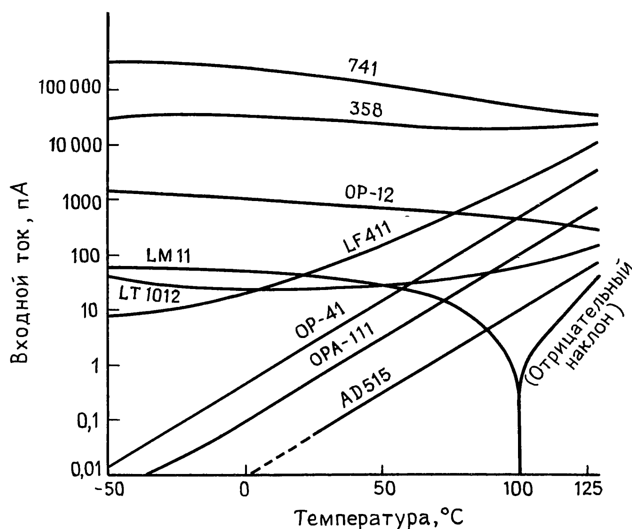


Рис. 3.30. Входной ток усилителя на ПТ–это ток утечки затвора, который удваивается при повышении температуры на каждые 10°С.

уменьшению с ростом температуры. На рис. 3.30 даны в сравнении графики зависимости входного тока от температуры для нескольких операционных усилителей в интегральном исполнении. ОУ с ПТ-входом имеют наименьшие значения входного тока при комнатной температуре (и ниже), однако их входной ток быстро растет с температурой, и их графики пересекают кривые усилителей с хорошо спроектированными входными каскадами на биполярных транзисторах, таких как LM11 и LT1012. Эти биполярные ОУ наряду с «призерами» среди ОУ на ПТ с *p–n*-переходом по минимуму входного тока, такими как OPA111 и AD549, весьма дороги. При этом, чтобы дать представление о том, чего можно ожидать от недорогих (ценой меньше доллара) ОУ, мы включили сюда также и ОУ, являющиеся повседневной «похлебкой», такие как биполярный ОУ типа 358 и ОУ на ПТ с *p–n*-переходом LF411.

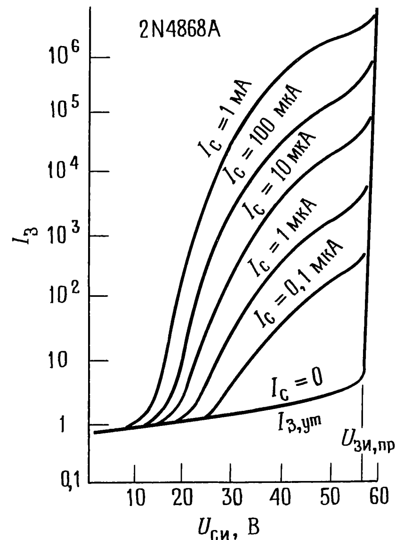


Рис. 3.31. Утечка затвора ПТ с *p–n*-переходом быстро растет с ростом напряжения сток–затвор и пропорциональна току стока.

Ток ударной ионизации ПТ с *p–n*-переходом. В дополнение к обычным эффектам утечки затвора в *n*-канальных ПТ с *p–n*-переходом в гораздо большей степени проявляются токи утечки при работе с существенными уровнями $U_{СИ}$ и $I_С$ (ток утечки, оговариваемый в паспорте, измеряется при совершенно нереальных условиях $U_{СИ} = I_С = 0$!). Рис. 3.31 показывает, что происходит. Ток утечки затвора остается близким к $I_{З\,ут}$ до тех пор, пока мы не достигнем критического напряжения сток–затвор, при котором кривая круто взмывает вверх. Этот дополнительный ток «ударной ионизации» пропорционален току стока и он растет экспоненциально с ростом напряжения и температуры. Появление этого тока наблюдается при напряжении сток–затвор, составляющем приблизительно 25% от $U_{З\,макс}$, и он может добавлять в ток затвора микроампер и более. Очевидно, что «высокоомный буфер» с микроамперным входным током лишен смысла. Это то, что получится, если попытаться использовать 2N4868A в качестве повторителя с током стока 1 мА при напряжении питания 40 В.

Этот дополнительный ток утечки затвора есть недостаток, свойственный в первую очередь *n*-канальным ПТ и проявляется он при повышении напряжения сток–затвор. Проблема допускает несколько решений: а) работайте при малых напряжениях сток–затвор, либо при малом напряжении питания стока, либо используйте каскодные связи; б) используйте *p*-канальные ПТ с *p–n*-переходом, у которых этот эффект намного слабее или в) применяйте МОП-транзисторы. Самое главное, что позволит вам избежать неприятностей, – это не дать возможности захватить вас врасплох.

Динамический ток затвора. Утечка затвора – это эффект, проявляющийся на постоянном токе. Любой сигнал, поданный на затвор, неминуемо вызовет также переменный ток благодаря наличию емкости затвора. Рассмотрим усилитель с общим истоком. Как и в схеме на биполярных транзисторах, можно наблюдать эффект, вызванный просто емкостью входа относительно земли ($C_{вх}$), но есть еще мультипликативный емкостной эффект Миллера, который влияет на емкость обратной связи ($C_{ОС}$). Есть две причины, почему емкостной эффект проявляется

у ПТ более серьезно, чем у биполярных транзисторов. Во-первых, полевым транзисторам отдают предпочтение перед биполярными, когда хотят получить очень малый входной ток; при этом емкостные токи при тех же величинах емкостей принимают более угрожающие размеры. Во-вторых, полевые транзисторы часто имеют значительно более высокие значения емкостей, чем эквивалентные биполярные.

Чтобы оценить емкостный эффект, рассмотрим усилитель на ПТ, предназначенный для работы с источником сигнала, имеющим сопротивление 100 кОм. Что касается постоянного тока, то здесь нет проблем, так как ток, равный пикоамперу, создает на внутреннем сопротивлении указанного источника падение напряжения всего в микровольт. Однако на частоте, скажем, 1 МГц входная емкость в 5 пФ создает шунтирующее полное сопротивление приблизительно 30 кОм, что серьезно ослабляет сигнал. Фактически любой усилитель попадает в неприятности, имея дело с высокоомным источником сигналов на высоких частотах, и обычное решение состоит в том, чтобы работать с низким полным сопротивлением (типичное значение 50 Ом) или использовать подстраиваемый LC-контур для резонансной компенсации паразитной емкости. Ключ к пониманию проблемы состоит в том, чтобы не смотреть на ПТ-усилитель как на нагрузку сопротивлением 10^{12} Ом на частоте сигнала.

В качестве еще одного примера представим себе переключение 10-амперной нагрузки с помощью мощного МОП-транзистора (сколько-нибудь мощные ПТ с $p-n$-переходом отсутствуют), в духе рис. 3.32. Кто-то может наивно предположить, что затвор можно возбудить от слаботочного выходного сигнала цифровой логической схемы, например от так называемой КМОП-логики, которая способна выдать ток порядка 1 мА при размахе сигнала от нуля до +10 В. На самом деле такая схема тут же вышла бы из строя, так как при токе возбуждения затвора 1 мА емкость 350 пФ обр. связи транзистора 2N6763 растянула бы процесс переключения на неспешные 20 мкс. Но что еще хуже, динамические токи затвора ($i_з = CdU_C/dt$) могут проходить на выход логического устройства и вывести его из строя благодаря непредсказуемым образом возникающему эффекту, известному как «защелкивание кремниевой полупроводниковой структуры» (более подробно о нем в гл. 8 и 9). При этом оказывается, что мощные биполярные транзисторы имеют сравнимые с ПТ величины емкостей и, следовательно, сравнимые динамические входные токи; однако когда вы проектируете схему возбуждения мощного биполярного 10-амперного транзистора, вы заранее знаете, что в цепи возбуждения базы нужно обеспечить ток 500 мА или около того (через пару Дарлингтона или еще каким-либо образом), в то время как у ПТ вы скорее всего будете ожидать гарантированно низкий входной ток. И вновь в этом примере несколько потускнел блеск ПТ как прибора со сверхвысоким полным сопротивлением.

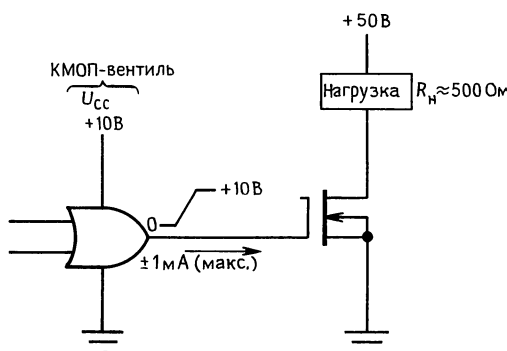


Рис. 3.32.

Упражнение 3.4. Покажите, что схема на рис. 3.32 переключается за время около 20 мкс, в предположении, что допустимый ток возбуждения затвора составляет 1 мА.

3.10. ПТ в качестве переменных резисторов

На рис. 3.17 показаны характеристики ПТ с $p-n$-переходом (зависимость тока стока от $U_{СИ}$ при различных $U_{ЗИ}$) как в нормальном («насыщенном») режиме, так и в «линейной» области малых значе-

ний напряжения сток – исток. В начале этой главы мы привели также эквивалентную пару графиков для МОП-транзисторов (рис. 3.2). Зависимость $I_C - U_{СИ}$ приблизительно линейна в области $U_{СИ}$, меньших $U_{ЗИ} - U_П$, и кривые могут быть продолжены в обе стороны, так что устройство можно использовать в качестве управляемого напряжением резистора для малых сигналов любой полярности. Из формулы, выражающей I_C через $U_{ЗИ}$ в линейной области (разд. 3.04) легко найти, что отношение $I_C/U_{ЗИ}$ равно $1/R_{СИ} = 2k[(U_{ЗИ} - U_П) - U_{СИ}/2]$. Последний член в этом выражении представляет собой нелинейность, т.е. отклонение от резистивности характеристики (сопротивление резистора не должно зависеть от напряжения). Однако при напряжениях стока существенно меньших напряжения отсечки (при $U_{СИ} \to 0$) этот последний член становится совершенно незначимым, и ПТ ведет себя приблизительно как линейное сопротивление $R_{СИ} \approx 1/[2k(U_{ЗИ} - U_П)]$. Поскольку зависящий от конкретного устройства параметр k – не та количественная характеристика, которую нам хотелось бы знать, полезнее записать $R_{СИ} \approx R_0(U_{З0} - U_П)/(U_З - U_П)$, где сопротивление $R_{СИ}$ при любом напряжении затвора можно определить через известное сопротивление R_0, измеренное при некотором напряжении затвора $U_{З0}$.

Упражнение 3.5. Выведите предыдущую «масштабную» формулу.

Обе приведенные выше формулы показывают, что проводимость (равная $1/R_{СИ}$) пропорциональна величине, на которую напряжение затвора превышает напряжение отсечки. Другой полезный факт состоит в том, что $R_{СИ} = 1/g_m$, т.е. сопротивление канала в линейной области есть величина, обратная крутизне в области насыщения. Это удобная в пользовании зависимость, поскольку g_m – параметр, который почти всегда приводится в паспорте ПТ.

Упражнение 3.6. Покажите, что $R_{СИ} = 1/g_m$, выведя крутизну из приведенной в разд. 3.04 формулы для тока стока в области насыщения.

Как правило, сопротивление, которое можно получить с помощью ПТ, изменяется от нескольких десятков ом (даже от 0,1 Ом для мощных МОП-транзисторов) до бесконечности. Типичным применением ПТ в качестве сопротивления является использование его в схеме автоматической регулировки усиления (АРУ); в ней коэффициент усиления меняется с помощью обратной связи таким образом, чтобы выходной сигнал удерживался в границах линейного диапазона. Применяя ПТ в схеме АРУ, следует внимательно следить, чтобы амплитуда сигнала была невелика – не более 200 мВ.

Диапазон значений $U_{СИ}$, в котором ПТ ведет себя как хороший резистор, зависит от конкретного ПТ, у которого сопротивление в первом приближении пропорционально напряжению, на которое потенциал затвора превосходит $U_П$ (или $U_{отс}$). Как правило, при $U_{СИ} < 0{,}1(U_{ЗИ} - U_П)$ нелинейности составляют 2%, а при $U_{СИ} \approx 0{,}25(U_{ЗИ} - U_П)$ возможны нелинейности порядка 10%. Согласованные пары ПТ дают возможность строить наборы сопротивлений для управления сразу несколькими сигналами. ПТ с p–n-перехом для работы в качестве переменных резисторов (серия VCR Siliconix) имеют допуск по сопротивлению порядка 30%, заданный при некотором значении $U_{ЗИ}$.

Можно улучшить линейность и одновременно расширить диапазон $U_{СИ}$, в котором ПТ ведет себя как резистор, с помощью простой компенсационной схемы. Проиллюстрируем это на практическом примере.

Метод линеаризации: электронное управление усилением. Из последней формулы для $1/R_{СИ}$ видно, что линейность была бы почти идеальной, если бы к напряжению затвора мы добавили половину напряжения сток – исток. На рис. 3.33 показаны две схемы, которые именно это и делают. В первой из них ПТ с p–n-переходом образует нижнее плечо резистивного делителя напряжения, формируя тем самым управляемый напряжением аттенюатор (или «регулятор громкости»). Резисторы R_1 и R_2 улучшают линейность добавлением напряжения 0,5 $U_{СИ}$ к $U_{ЗИ}$, как только что говорилось. Показанный на

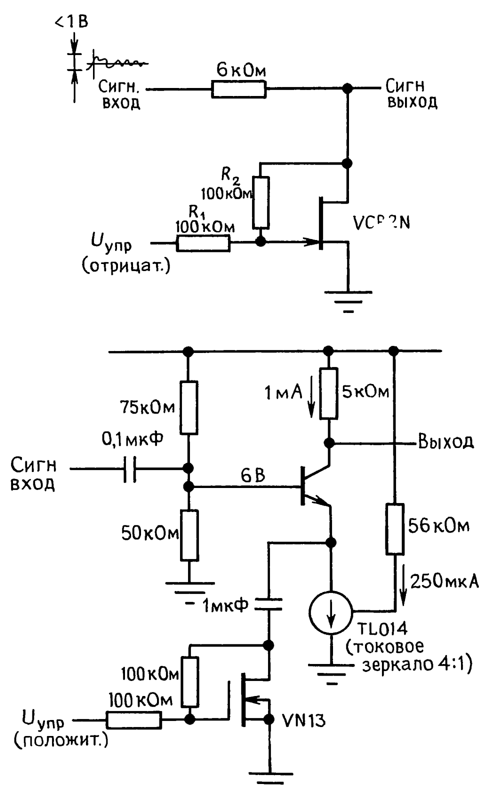


Рис. 3.33.

схеме ПТ с $p-n$-переходом имеет в проводящем состоянии (при заземленном затворе) сопротивление 60 Ом (максимум), что дает диапазон ослабления сигнала от 0 до 40 дБ.

Во второй схеме используется МОП-транзистор в качестве перестраиваемого эмиттерного сопротивления в усилителе переменного тока с эмиттерной обратной связью. Обратите внимание на то, что по постоянному току эмиттерная обратная связь обеспечивается источником стабильного тока (зеркало Вилсона или диодный стабилизатор тока на ПТ); эта часть схемы несет две нагрузки: а) она ведет себя на частоте сигнала как цепь с очень высоким полным сопротивлением, что позволяет ПТ с перестраиваемым сопротивлением задавать коэффициент усиления, изменяющийся в широком диапазоне (включая $K_U \ll 1$), и б) обеспечивает простое смещение. За счет применения разделительного конденсатора мы организовали схему таким образом, что ПТ воздействует только на коэффициент усиления по переменному току (на усиление сигнала). Без этого конденсатора смещение биполярного транзистора изменялось бы с изменением сопротивления ПТ.

Упражнение 3.7. МОП-транзистор VN13 имеет в проводящем состоянии ($U_{ЗИ} = +5$ В) сопротивление 15 Ом (макс.). Чему равен диапазон изменения коэффициента усиления усилителя во второй схеме (в предположении, что источник тока ведет себя как сопротивление 1 МОм)? Какова нижняя частота среза (на уровне 3 дБ) при таком смещении ПТ, что коэффициент усиления усилителя равен а) 40 дБ и б) 20 дБ?

Линеаризация $R_{СИ}$ при помощи резистивного делителя напряжения затвора, представленная выше, исключительно эффективна. На рис. 3.34 приведены для сравнения полученные путем измерений графики зависимости $I_С$ от $U_{СИ}$ в линейной (с низким $U_{СИ}$) области характеристик ПТ при наличии и в отсутствие схемы линеаризации. Такая линеаризующая схема особенно важна для тех применений, где требуются малые искажения при размахе сигнала свыше нескольких милливольт.

Применяя ПТ для регулировки усиления, а именно в схемах АРУ или модуляторов, т. е. устройств, в которых амплитуда высокочастотного сигнала меняется пропорционально сигналу звуковой частоты, есть смысл обратиться также к ИМС «аналогового умножителя». Это – высокоточные устройства с хорошим динамическим диапазоном, обычно применяются для получения произведения двух напряжений. Один из этих сомножителей может быть управляющим сигналом постоянного тока, устанавливающим масштабный множитель для второго входного сигнала, т. е. коэффициент усиления. В аналоговом умножителе используется зависимость g_m от $I_К$, свойственная биполярному транзистору ($g_m = [I_К(\text{мА})/25]$ См), и применяются группы согласованных транзисторов, чтобы избежать проблем разброса параметров и сдвига. На очень высоких частотах (100 МГц и выше) часто для этой же цели лучше

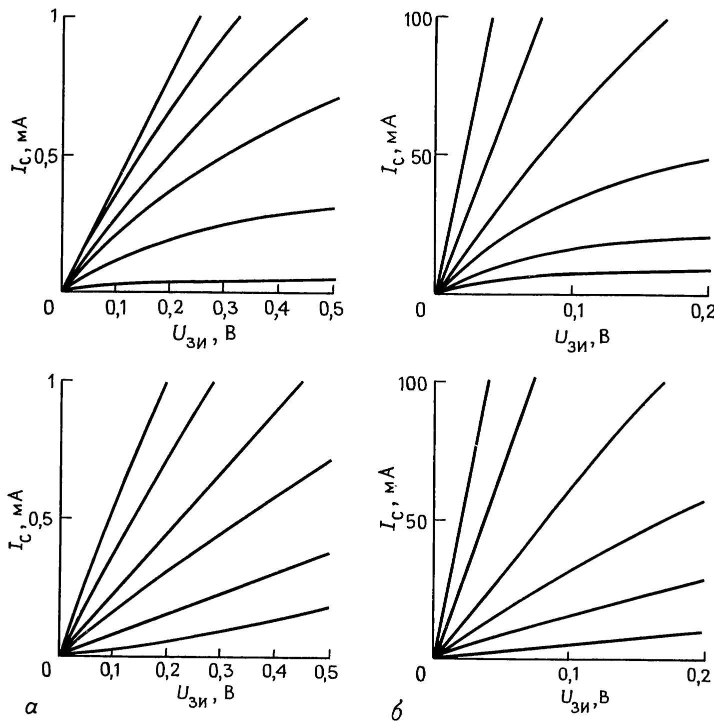


Рис. 3.34. Измеренные зависимости $I_С(U_{СИ})$ для отдельно взятых ПТ (слева) и ПТ со схемами линеаризации (справа). *а* – ПТ с *p–n*-переходом 2N5484; *б* – МОП-транзистор VN0106.

использовать простые пассивные «балансные смесители» (разд. 13.12).

Важно помнить, что ПТ в смысле проводимости ведет себя при малых напряжениях $U_{СИ}$ как линейное сопротивление, а не как источник тока, что характерно для коллектора биполярного транзистора, и он работает как сопротивление во всем диапазоне до 0 В между истоком и стоком (здесь нет ни диодных перепадов, ни чего-нибудь в этом роде, о чем стоило бы беспокоиться). Существуют ОУ и семейства логических элементов (КМОП), в которых используется это полезное свойство, так что насыщение на выходе у этих схем наступает именно на уровне напряжения питания.

КЛЮЧИ НА ПТ

Две первые схемы на ПТ, которые в качестве примера мы привели в начале этой главы, были ключами: схема логического ключа и схема переключателя линейного сигнала. Они попадают в перечень наиболее важных применений ПТ, и в них используются те преимущества, которые дают уникальные характеристики ПТ: высокое полное сопротивление затвора и резистивный характер проводимости в обоих направлениях, четко просматривающийся вплоть до напряжения 0 В. На практике обычно используют МОП-транзисторные интегральные микросхемы (а не схемы на дискретных транзисторах) во всех цифровых и линейных ключах, и только для мощных ключей дискретные ПТ предпочтительнее. Однако и в этих случаях важно (и интересно!) понимать, как работают эти чипы; в противном случае вы почти гарантированы пасть жертвой какого-нибудь загадочного ненормального поведения схемы.

3.11. Аналоговые ключи на ПТ

Очень часто ПТ, в основном МОП-транзисторы, применяются в качестве анало-

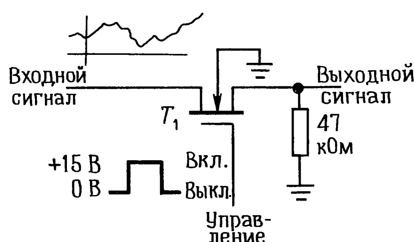


Рис. 3.35.

говых ключей. В силу таких свойств, как малое сопротивление в проводящем состоянии («ВКЛ») при любом напряжении сигнала вплоть до 0 В, крайне высокое сопротивление в состоянии отсечки («ВЫКЛ»), малые токи утечки и малая емкость, они являются идеальными ключами, управляемыми напряжением, для аналоговых сигналов. Идеальный аналоговый (или линейный) ключ ведет себя как совершенный механический выключатель: во включенном состоянии пропускает сигнал к нагрузке без ослаблений или нелинейных искажений, в выключенном – ведет себя как разомкнутая цепь. Он имеет пренебрежимо малую емкость относительно земли и вносит ничтожно малые наводки в сигнал от переключающего его уровня, приложенного к управляющему входу.

Рассмотрим пример (рис. 3.35). T_1 – *n*-канальный МОП-транзистор обогащенного типа, не проводящий ток при заземленном затворе или при отрицательном напряжении затвора. В этом состоянии сопротивление сток – исток ($R_{выкл}$), как правило, больше 10 000 МОм, и сигнал не проходит через ключ (хотя на высоких частотах будут некоторые наводки через емкость сток – исток; подробнее об этом см. дальше). Подача на затвор напряжения +15 В приводит канал сток – исток в проводящее состояние с типичным сопротивлением от 25 до 100 Ом ($R_{вкл}$) для ПТ, используемых в качестве аналоговых ключей. Схема не критична к значению уровня сигнала на затворе, поскольку он существенно более положителен, чем это необходимо для поддержания малого $R_{вкл}$, и поэтому его можно задавать от логических схем (можно использовать внешний полевой или биполярный транзистор для получения уровней, соответствующих полному диапазону питания) или даже ОУ: вполне годится ±13 В с выхода схемы 741, так как напряжение пробоя затвора МОП-транзистора обычно равно 20 В или более. Обратное смещение затвора при отрицательных значениях выхода ОУ будет давать дополнительное преимущество – можно переключать сигналы любой полярности, как опишем позже. Заметим, что ключ на ПТ – двунаправленное устройство, т.е. он может пропускать сигнал в обе стороны. Это легко понять, так как механический выключатель тоже обладает этим свойством.

Приведенная схема будет работать при положительных сигналах, не выше 10 В; при более высоком уровне сигнала напряжение на затворе будет недостаточным, чтобы удержать ПТ в состоянии проводимости ($R_{вкл}$ начинает расти); отрицательные сигналы вызовут включение ПТ при заземленном затворе (при этом появится прямое смещение перехода канал – подложка; см. разд. 3.02). Если надо переключать сигналы обеих полярностей (т.е. в диапазоне от −10 до +10 В), то можно применить такую же схему, но с затвором, управляемым напряжением −15 В (ВЫКЛ) и +15 В (ВКЛ); подложка должна быть подсоединена к напряжению −15 В.

Для любого ПТ-ключа сопротивление нагрузки должно быть в диапазоне от 1 до 100 кОм, чтобы предотвратить емкостное прохождение входного сигнала в состоянии «ВЫКЛ», которое имело бы место при большем сопротивлении. Сопротивление нагрузки выбирается компромиссным. Малое сопротивление уменьшит емкостную утечку, но вызовет ослабление входного сигнала из-за делителя напряжения, образованного сопротивлением проводящего ПТ $R_{вкл}$ и сопротивлением нагрузки. Так как $R_{вкл}$ меняется с изменением входного сигнала (при изменении $U_{ЗИ}$), это ослабление приведет к некоторой нежелательной нелинейности. Слишком низкое сопротивление нагрузки проявляется также и на входе ключа, нагружая источник входного сигнала. В

разд. 3.12 и 4.30 предложены некоторые решения этой проблемы (многоступенчатые ключи, компенсация сопротивления $R_{вкл}$). Привлекательная альтернатива – применение еще одного ПТ-ключа, закорачивающего выход на землю, если последовательно включенный ПТ находится в состоянии «ВЫКЛ»; таким образом формируется однополюсный ключ на два направления (подробнее об этом см. в следующем разделе).

Аналоговые ключи на КМОП. Часто необходимо переключать сигналы, сравнимые по величине с напряжением питания. В этом случае описанная выше простая *n*-канальная схема работать не будет, поскольку при пиковом значении сигнала затвор не будет иметь смещения в прямом направлении. Переключение таких сигналов обеспечивают переключатели на комплементарных МОП-транзисторах (КМОП, рис. 3.36). Треугольник на схеме – это цифровой инвертор, который мы вкратце опишем: он преобразует высокий уровень входного сигнала в низкий уровень выходного и наоборот. При высоком уровне управляющего сигнала T_1 пропускает сигналы с уровнями от земли до U_{CC} без нескольких вольт (при более высоких уровнях сигнала $R_{вкл}$ начинает драматическим образом расти). Аналогично T_2 при заземленном затворе пропускает сигнал с уровнями от U_{CC} до значения на несколько вольт выше уровня земли. Таким образом, все сигналы в диапазоне от земли до U_{CC} проходят через схему с малым сопротивлением (рис. 3.37). Переключение управляющего сигнала на уровень земли запирает оба ПТ, размыкая таким образом цепь. В результате получается аналоговый переключатель для сигналов в диапазоне от земли до U_{CC}. Это основа схемы КМОП «передающего вентиля» 4066. Как и описанные ранее ключи, схема работает в двух направлениях – любой ее зажим может служить входным.

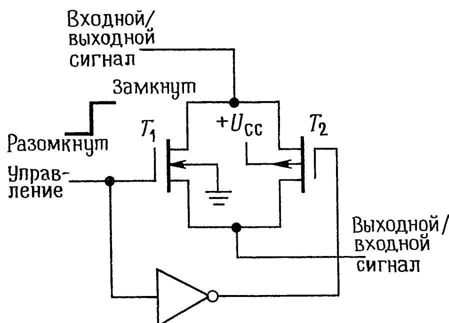


Рис. 3.36. Аналоговый ключ на КМОП-транзисторах.

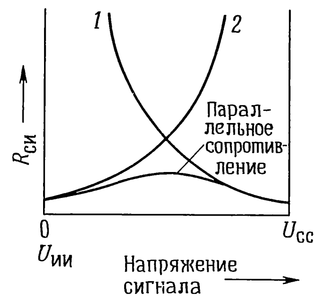


Рис. 3.37. *1* – *n*-канальный; *2* – *p*-канальный.

Выпускается большое количество интегральных КМОП-ключей в разных конфигурациях (например, несколько секций с несколькими полюсами каждая). Схема 4066 – классическая КМОП-схема «аналогового запорного вентиля» серии 4000 – это просто другое название для аналогового ключа, переключающего сигналы в диапазоне от земли до положительного напряжения питания. Серии IH5040 и IH5140 фирмы Intersil и серии DG305 и DG400 фирмы Siliconix очень удобны в употреблении; они используют управляющий сигнал от ТТЛ, оперируют аналоговыми сигналами до ±15 В (тогда как у серии 4000 этот диапазон составляет всего лишь ±7,5 В), легко включаются в разнообразные конфигурации и имеют сравнительно малое сопротивление в состоянии «ВКЛ» (у некоторых из них 25 Ом). Фирмы Analog Devices, Maxim и PMI также выпускают хорошие аналоговые ключи.

Мультиплексоры. Хорошим приложением ПТ-ключей являются мультиплексоры – схемы, которые позволяют выбрать один из нескольких входов по указанию управляющего цифрового сигнала. Аналоговый сигнал с этого выбранного входа будет прямо проходить на (един-

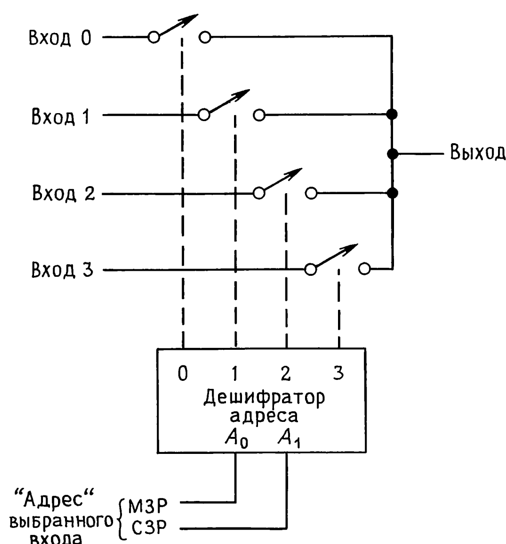


Рис. 3.38. Аналоговый мультиплексор.

ственный) выход. На рис. 3.38 показана функциональная схема такого устройства. Каждый из ключей от Кл0 до Кл3 есть аналоговый КМОП-ключ. «Выбирающая логика» декодирует адрес и «задействует» (жаргонный аналог слова «включает») только адресованный ключ, блокируя остальные. Такой мультиплексор обычно используется в сочетании с цифровыми схемами, вырабатывающими адрес. Типичная конфигурация может включать в себя блок накопления данных, в котором несколько входных сигналов поочередно опрашиваются, преобразуются в цифровую форму и используются как входные данные для каких-то вычислений.

Так как аналоговые ключи являются двунаправленными устройствами, аналоговый мультиплексор является одновременно и «демультиплексором», т. е. сигнал может быть подан на выход и снят с избранного входа. В гл. 8 и 9 будет показано, что аналоговый мультиплексор может применяться в качестве «цифрового мультиплексора-демультиплексора», поскольку цифровые логические уровни – это не что иное, как значения напряжения, трактуемые как двоичные единицы и нули.

Типичные аналоговые мультиплексоры – схемы серий DG506–509, а также схемы IH6108 и IH6116 (8- и 16-входовые мультиплексоры), воспринимающие в качестве кода адреса логические уровни ТТЛ и КМОП и работающие с аналоговыми сигналами до ± 15 В. Приборы 4051–4053, которые входят в семейство цифровых схем КМОП, являются аналоговыми мультиплексорами-демультиплексорами, имеющими до 8 входов, но уровень аналогового сигнала, ограничен 15 В; у них есть вывод $U_{ЭЭ}$ (внутренний уровень смещения), так что их можно использовать для работы с биполярными аналоговыми сигналами и однополярными управляющими сигналами с уровнями цифровых логических схем.

Другие применения аналоговых ключей. Управляемые напряжением аналоговые ключи образуют блоки, существенно важные для построения схем на ОУ, которые мы увидим в следующей главе – интеграторы, схемы слежения – хранения и пиковые детекторы. К примеру, с помощью ОУ мы сможем построить «подлинный» интегратор (в отличие от приближения к интегратору, которое мы видели в разд. 1.15): постоянный входной сигнал генерирует линейно (не экспоненциально) нарастающий сигнал на выходе и т. д. При таком интеграторе мы должны иметь способ «сброса» (восстановления) выхода; с этой задачей справляется ПТ-ключ, шунтирующий интегрирующий конденсатор. Мы не хотели бы здесь полностью описывать данные схемы; поскольку основную часть этих схем составляют ОУ, они естественным образом попадают в следующую главу. Не будем предвосхищать событий.

3.12. Недостатки ПТ-ключей

Быстродействие. ПТ-ключи имеют сопротивление во включенном состоянии $R_{вкл}$ от 25 до 250 Ом. В комбинации с емкостью подложки и паразитными емкостями это сопротивление образует фильтр нижних частот, ограничивающий рабочие частоты значениями порядка 10 МГц и даже ниже (рис. 3.39). Полевые транзисторы с меньшим $R_{вкл}$ имеют обычно

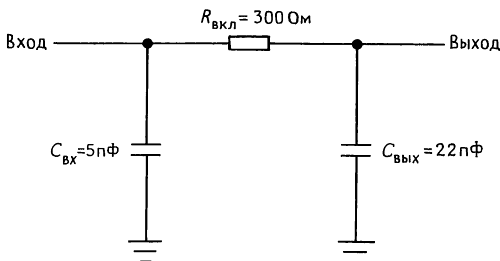


Рис. 3.39. Параметры аналогового мультиплексора *HI*-508 (значения даны для замкнутого канала). $f_{3дБ} = 1/(2\pi R_{вкл} C_{вых}) = 24$ МГц.

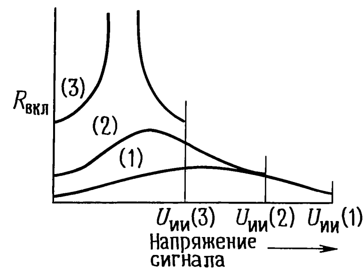


Рис. 3.40.

бóльшую емкость (у некоторых мультиплексоров до 50 пФ), так что выигрыша в скорости нарастания сигнала они не дают. Значительная доля ограничения частотной характеристики вызвана элементами защиты – последовательными токоограничивающими резисторами и шунтирующими диодами. Существует несколько аналоговых «телерадиочастотных» ключей, обеспечивающих пропускание сигналов более высокой частоты, возможно за счет отказа от некоторых видов защиты. Например, ключи IH5341 и IH5352 оперируют аналоговыми сигналами в обычном диапазоне ± 15 В и имеют полосу пропускания 100 МГц; серии «высокоскоростных» мультиплексоров 74HC4051–53 также обеспечивают полосу пропускания аналоговых сигналов на уровне 3 дБ, равную 100 МГц, но обрабатывают при этом сигналы только до ± 5 В. MAX453-5 фирмы Maxim сочетают в себе видеомультиплексор с выходным видеоусилителем, так что их можно непосредственно подключать к низкоомным (обычно 75 Ом) кабельным или иным нагрузкам; они имеют типичную полосу пропускания 50 МГц и предназначены для сигналов видеочастоты ± 1 В от низкоомных источников.

Сопротивление в открытом (включенном) состоянии. Ключи КМОП, работающие от относительно высокого напряжения питания (скажем, 15 В), будут иметь малые значения $R_{вкл}$ во всем диапазоне значений сигнала, так как всегда тот или другой проводящий транзистор будет иметь прямое смещение затвора, равное по крайней мере половине напряжения питания. Но при меньшем напряжении питания сопротивление ключа $R_{вкл}$ будет расти, и максимум его имеет место при уровне сигнала, среднем между напряжением питания и землей (или между двумя напряжениями питания при двуполярном питании) (рис. 3.40). При уменьшении U_{CC} сопротивление ПТ во включенном состоянии становится значительно выше (особенно вблизи точки $U_{ЗИ} = U_{CC}/2$), так как для ПТ обогащенного типа $U_{П}$ составляет по крайней мере несколько вольт и для достижения малых значений $R_{вкл}$ требуется напряжение затвор – исток не меньше чем 5–10 В. Кроме того, что параллельное сопротивление двух ПТ растет при уровне сигнала, среднем между напряжением питания и землей, этот пик (при 0,5 U_{CC}) будет увеличиваться по мере уменьшения U_{CC}, и при достаточно низком U_{CC} ключ для сигналов с уровнем около 0,5 U_{CC} будет представлять разомкнутую цепь.

Имеются различные приемы, которые разработчики ИМС аналоговых ключей применяют, чтобы сохранить значение $R_{вкл}$ малым и примерно постоянным (для малых искажений) во всем диапазоне измерения сигналов. Например, в первоначально выпускавшемся аналоговом ключе 4016 использовалась простая схема рис. 3.36, дающая графики $R_{вкл}$ подобные тем, что показаны на рис. 3.41. В улучшенном ключе 4066 разработчики добавили несколько ПТ таким образом, что напряжение *n*-канальной подложки следует за напряжением сигнала, давая в результате кривые $R_{вкл}$, показанные на рис. 3.42. «Вулканообразная» форма этих кривых с понижением $R_{вкл}$ в центре заменила «Эверест» на графиках для 4016.

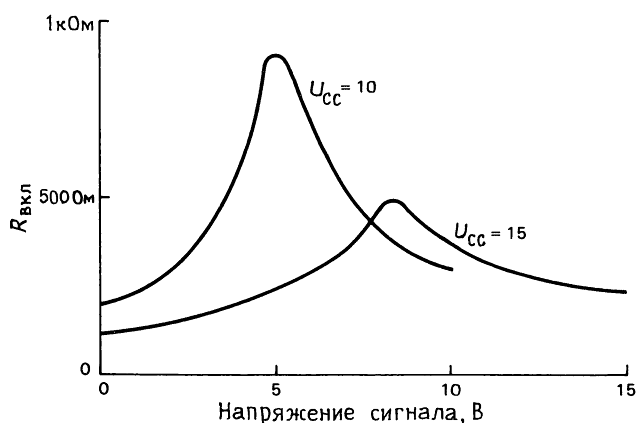


Рис. 3.41. Сопротивление включенного (замкнутого) канала аналогового КМОП-ключа типа 4016.

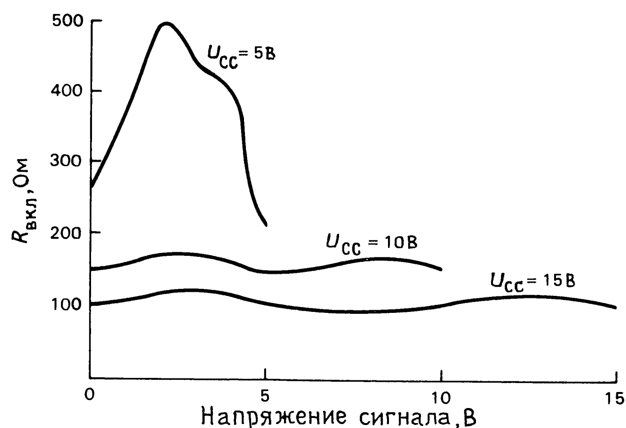


Рис. 3.42. Сопротивление замкнутого улучшенного аналогового КМОП-ключа типа 4066; обратите внимание на изменение масштаба по сравнению с рис. 3.41.

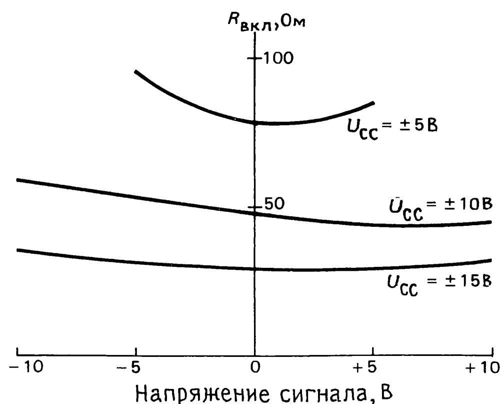


Рис. 3.43. Сопротивление замкнутого аналогового ключа из семейства IH5140, позволяющего переключать сигнал обеих полярностей; обратите внимание на масштаб вертикальной оси.

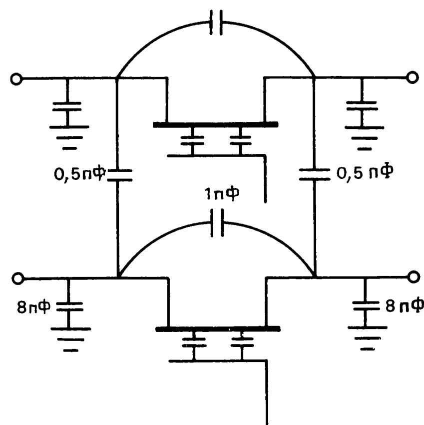


Рис. 3.44. Емкости аналоговых ключей (на примере 4-канального переключателя AD7510). $R_{вкл}$ = 75 Ом.

Усложненные ключи, такие как IH5140 (или AD7510), предназначенные для серьезных применений, дают еще лучший результат, представленный в виде кривых $R_{вкл}$ на рис. 3.43. Недавно выпущенные фирмой Siliconix ключи DG400 дают превосходные $R_{вкл}$ в 20 Ом ценой увеличения «передачи заряда» (см. ниже подраздел «динамические помехи»); это семейство ключей, как и серия IH5140, имеет еще одно достоинство – нулевой ток покоя.

Емкость. ПТ-ключи обладают следующими емкостями: между входом и выходом ($C_{СИ}$), между каналом и землей ($C_С$, $C_И$), между затвором и каналом и между двумя ПТ в пределах одного кристалла ($C_{СС}$, $C_{ИИ}$); см. рис. 3.44. Рассмотрим, какие эффекты они вызывают.

$C_{СИ}$ (емкость вход-выход). Наличие этой емкости приводит к прохождению сигнала через разомкнутый ключ, которое на высоких частотах возрастает. На рис. 3.45 показан этот эффект для ключей серии IH5140. Обратите внимание на использование 50-омной нагрузки – сопротивления, обычного для радиосхем, но много меньше нормального для низкочастотных сигналов, где типичное значение полного сопротивления нагрузки составляет 10 кОм и более. Даже при нагрузке 50 Ом сквозное прохождение сигнала на высоких частотах становится значительным (на частоте 30 МГц емкость 1 пФ имеет полное сопротивление 5 кОм,

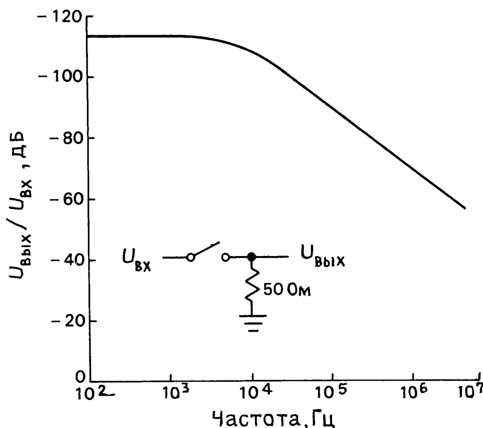


Рис. 3.45. Изолирующие характеристики ключа из семейства IH5140 (ключ разомкнут).

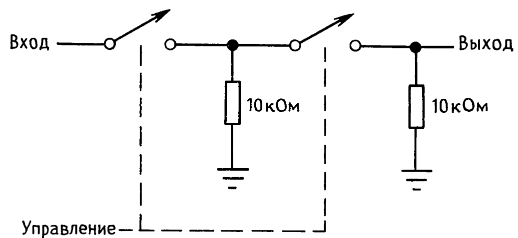


Рис. 3.46.

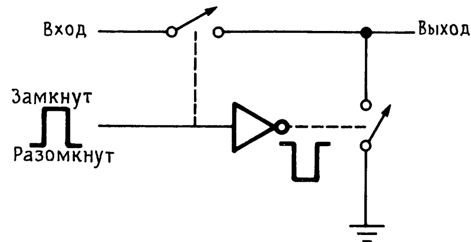


Рис. 3.47.

что вызывает сквозное прохождение −40 дБ). И разумеется, имеется значительное ослабление (и нелинейность в передаче) сигнала при работе на 50-омную нагрузку, поскольку типичное значение $R_{вкл}$ составляет 30 Ом (75 Ом в худшем случае). При нагрузке 10 кОм ситуация со сквозной передачей сигнала, конечно же, намного хуже.

Упражнение 3.8. Рассчитайте сквозное прохождение сигнала в нагрузку 10 кОм на частоте 1 МГц, приняв $C_{СИ} = 1$ пФ.

В большинстве низкочастотных применений емкостное сквозное прохождение не создает проблем. Если они возникают, наилучшим решением является использование пары каскадно-включенных ключей (рис. 3.46) или, что еще лучше, комбинации из последовательного и шунтирующего ключей, включаемых попеременно (рис. 3.47). Последовательный каскад удваивает ослабление (в децибелах) ценой дополнительного $R_{вкл}$, в то время как последовательно-параллельная схема (фактически это однополосный ключ на два направления – 1П2Н) уменьшает прямое прохождение, снижая эффективное сопротивление нагрузки до $R_{вкл}$, когда последовательный ключ разомкнут.

Упражнение 3.9. Пересчитайте сквозное прохождение в нагрузку 10 кОм на частоте 1 МГц, приняв $C_{СИ} = 1$ пФ и $R_{вкл} = 50$ Ом для схемы рис. 3.47.

Однополярные двусторонние КМОП-ключи с управлением, гарантирующим размыкание перед замыканием, выпускаются отдельными блоками. На практике можно встретить и пару ключей 1Н2П в одном корпусе. Примерами являются ИМС DG188 и IH5142, а также DG191, IH5143 и AD7512 (сдвоенные приборы 1Н2П в одном корпусе). Благодаря доступности таких КМОП-ключей легко с помощью подобных однополюсных на два направления конфигураций получать превосходные параметры. Радиовидеочастотные ключи, о которых говорилось выше, имели встроенную последовательно-параллельную схему.

C_C, $C_И$ (емкость относительно земли). Шунтирующая на землю емкость приводит к упомянутому ранее спаду частотной характеристики. Ситуация усугубляется при высокоомном источнике сигналов, однако даже при фиксированном сопротивлении источника сопротивление ключа $R_{вкл}$ в сочетании с шунтирующей емкостью на выходе образует фильтр нижних частот. Следующее упражнение показывает, как это происходит.

Упражнение 3.10. AD7510 (все паспортные значения его емкостей можно определить из рис. 3.44) подключен к входному источнику сигналов, имеющему сопротивление 10 кОм, а сопротивление нагрузки на выходе ключа составляет 100 кОм. Чему равна верхняя частота среза на уровне −3 дБ? Повторите вычисления, приняв жестко фиксированное сопротивление источника сигнала и сопротивление ключа $R_{вкл} = 75$ Ом?

Емкость затвор – канал. Емкость между управляющим затвором и каналом вызывает еще один эффект, а именно наводку неприятных (даже когда они малы) переходных помех на цепь сигнала при замыкании или размыкании ключа. Сей предмет заслуживает серьезного обсуждения, так что мы отложим его до следующего раздела.

$C_{СС}$, $C_{ИИ}$ (емкость между ключами). Если разместить несколько ключей на одном кристалле кремния размером с кукурузное зерно, то не следует удивляться, заметив наводки между каналами («перекрестные помехи»). Виновницей, разумеется, является емкость между каналами ключей. Эффект усиливается по мере роста частоты и увеличения полного сопротивления источника сигнала, к которому подключен канал. Предоставим вам возможность самим удостовериться в сказанном.

Упражнение 3.11. Рассчитайте величину наводки, в децибелах, между парой каналов с $C_{СС} = C_{ИИ} = 0{,}5$ пФ (рис. 3.44) для полных сопротивлений источника и нагрузки, приведенных в последнем упражнении. Примите частоту сигнала помехи равной 1 МГц. Рассчитайте величину наводки для каждого следующего случая: а) оба ключа разомкнуты, б) от разомкнутого ключа к замкнутому, в) от замкнутого ключа к разомкнутому и г) оба ключа замкнуты.

Из этого примера должно быть ясно, почему для большинства широкополосных радиочастотных схем применяются низкоомные источники сигналов, обычно сопротивлением 50 Ом. Если перекрестные помехи создают серьезные трудности, не подавайте на один кристалл более одного сигнала.

Динамические помехи. Во время переходных процессов от включенного состояния к выключенному и обратно в аналоговых ПТ-ключах могут возникать неприятные эффекты. Скачок управляющего сигнала, поданный на затвор(ы), может создавать емкостную наводку в канале (каналах) и исказить коммутируемый сигнал до неузнаваемости. Это наиболее серьезно при уровнях сигнала, соответствующих высокому сопротивлению ключа. Подобные эффекты возникают и в мультиплексорах (типа 4066) во время изменения адреса канала; кроме того, в мультиплексоре возможно кратковременное соединение входов через открытые ключи, если задержка выключения канала превосходит задержку включения.

Рассмотрим этот вопрос более подробно. На рис. 3.48 изображена форма выходного сигнала, которую можно увидеть на выходе *n*-канальной схемы аналогового МОП-ключа, схема которого показана на рис. 3.35, при нулевом уровне входного сигнала и нагрузке, состоящей из сопротивления 10 кОм и параллельной ему емкости 20 пФ, – вполне реальные значения для схемы аналогового ключа. Эти красивые переходные процессы вызваны переносом заряда в канал через емкость затвор – канал при изменении

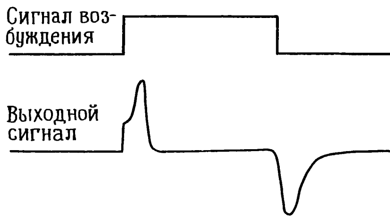


Рис. 3.48.

напряжения затвора. Последнее делает резкий скачок от одного уровня питания к другому, в нашем случае от +15 к −15 В (или в обратном направлении), перенося заряд $Q = \pm C_{ЗК}(U_{З\,выс} - U_{З\,низ})$, где $C_{ЗК}$ – емкость затвор – канал, обычно около 5 пФ. Заметим, что величина переносимого заряда зависит только от полного изменения напряжения затвора и не зависит от времени, за которое это изменение происходит. Замедление изменения сигнала на затворе вызывает меньшую по амплитуде, но более долгую динамическую помеху с той же площадью под графиком. Фильтрация выходного сигнала ключа фильтром нижних частот дает тот же эффект. Такие меры могут помочь в тех случаях, когда важно добиться малого пика амплитуды динамической помехи, однако в смысле исключения пропускания управляющего напряжения с затвора на выход они неэффективны. В некоторых случаях можно предсказать емкость затвор – канал с достаточной точностью, для того чтобы погасить выбросы путем добавки инвертированного сигнала затвора через небольшой переменный конденсатор.

Емкость затвор – канал распределена по всей длине канала, а это значит, что часть заряда (помехи) попадает обратно на вход ключа. В результате величина динамической помехи выходного сигнала зависит от полного сопротивления источника сигнала и будет наименьшей в том случае, когда ключ будет управляться источником напряжения. Конечно, уменьшение полного сопротивления нагрузки уменьшает величину динамической помехи, но при этом нагружается источник и вносятся дополнительные статическая погрешность и нелинейность за счет конечного значения параметра $R_{вкл}$. И наконец, при прочих равных, ключ с меньшей величиной емкости затвор – канал будет вносить меньшие переходные помехи в процессе переключения, хотя за это мы платим увеличением $R_{вкл}$.

На рис. 3.49 приведены для сравнения кривые переноса заряда для трех типов аналоговых ключей, в том числе и ключа на ПТ с p–n-переходом. Во всех трех случаях сигнал на затворе меняется в полном диапазоне, т. е. на 30 В или в пределах обозначенных на графике уровней напряжения питания для МОП-транзисторов и от −15 В до уровня сигнала для ключей на n-канальных ПТ с p–n-переходом. Для последних существует сильная зависимость величины динамической помехи от сигнала, поскольку диапазон изменения напряжения затвора пропорционален разности между уровнем сигнала и уровнем −15 В. Хорошо сбалансированные КМОП-ключи имеют относительно малую динамическую помеху, по-

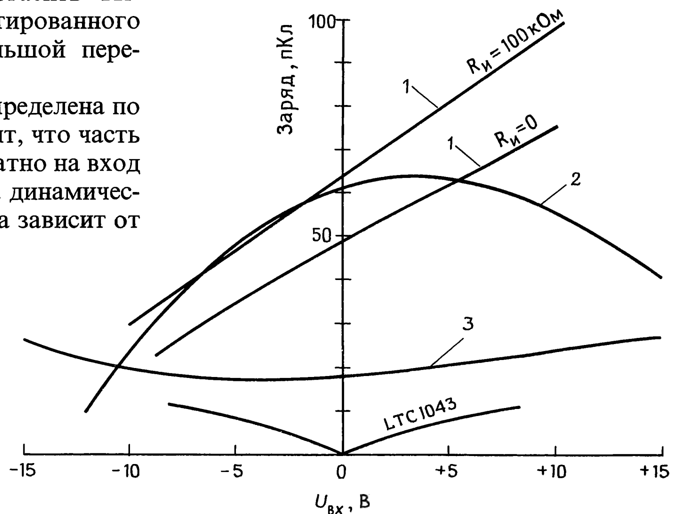


Рис. 3.49. Зависимость заряда помехи у различных линейных ПТ-ключей от напряжения управляющего сигнала. *1* – ПТ с p–n-переходом; *2* – КМОП-ключ из семейства DG400; *3* – КМОП-ключ из семейства DG200.

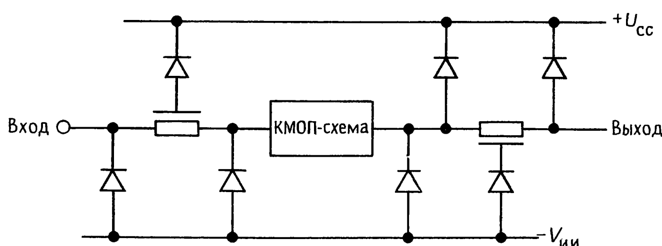


Рис. 3.50. Цепи защиты входа (выхода) КМОП-схем. Последовательно включенный резистор на выходе часто не ставится.

скольку попадающие в канал заряды у комплементарных МОП-транзисторов стремятся скомпенсировать друг друга (когда на одном затворе напряжение растет, на другом – падает). Чтобы дать представление о масштабе этих эффектов, скажем, что заряд 30 пКл соответствует разности потенциалов (скачку) в 3 мВ на конденсаторе емкостью 0,01 мкФ. Это значительная емкость для конденсатора фильтра, и видно, что это действительно проблема, так как динамическая помеха в 3 мВ является существенной погрешностью при работе с аналоговыми сигналами низкого уровня.

Защелкивание и входной ток. Все интегральные КМОП-схемы имеют ту или иную схему защиты входа, так как в противном случае изоляция затвора легко разрушается (см. разд. 3.15). Обычная схема такой защиты показана на рис. 3.50. Хотя в ней можно использовать распределенную диодную матрицу, однако данная цепь эквивалентна фиксирующим диодам, подключенным к U_{CC} и $U_{ИИ}$, в сочетании с резистивной токоограничивающей цепью. Если напряжение на входе (или на выходе) превысит напряжение питания более чем на падение напряжения на диодном переходе, соответствующий диод перейдет в состояние проводимости, и для входа (или выхода) образуется цепь с низким полным сопротивлением относительно соответствующего источника питания. Но что еще хуже, чип при возбуждении входа может войти в так называемое «КУВ-защелкивание» – ужасное (и разрушительное) состояние, которое мы более подробно опишем в разд. 14.16. Все что необходимо нам знать о нем сейчас – это то, что данное состояние нежелательно! КУВ-защелкивание происходит спусковым (триггерным) переключением за счет входного тока (через цепь защиты) величиной где-то около 20 мА или более. Таким образом, необходимо быть осторожными и не подавать на аналоговые входы напряжение, превышающее напряжение питания. Это, в частности, означает, что мы всегда должны обеспечить подачу напряжения питания прежде, чем поступит какой бы то ни было сигнал, способный вызвать ток значительной величины. Между прочим, этот запрет столь же справедлив и для цифровых КМОП ИС, как и для только что рассмотренных нами аналоговых ключей.

Неприятности, связанные с диодно-резисторными цепями защиты, состоят в том, что они ухудшают параметры ключа, увеличивая $R_{вкл}$, шунтирующую емкость и утечку. При искусном проектировании чипа (с использованием «изоляции диэлектриком») можно исключить КУВ-защелкивание, не ухудшая серьезно параметров схемы, что обычно происходит за счет схемы защиты. Многие более «свежие» разработки аналоговых ключей имеют «защиту от дурака»; например, аналоговые мультиплексоры IH5108 и IH5116 фирмы Intersil имеют схемы фиксации, которые позволяют подавать на аналоговые входы до ± 25 В даже при нулевом напряжении питания (за эту устойчивость мы платим $R_{вкл}$, вчетверо превышающим этот параметр для обычного IH6108/16). Будьте, однако, осторожны, поскольку существует множество ИМС аналоговых ключей, которые этого не прощают!

Существуют аналоговые ключи, построенные не на комплементарных МОП-транзисторах, а на ПТ с p–n-пере-

ходом. Они работают очень хорошо, по некоторым параметрам опережая КМОП-ключи. В частности, ключи на ПТ с $p-n$-переходом фирмы PMI имеют совершенно неизменное $R_{вкл}$, не зависящее от аналогового напряжения, полное отсутствие эффекта защелкивания и мало подвержены электростатическому пробою.

Другие недостатки ключей. Вот некоторые дополнительные параметры аналоговых ключей, которые могут быть важными или не являться таковыми в том или ином конкретном применении: время переключения, время установления, задержка размыкания перед замыканием, ток утечки канала (как в замкнутом, так и в разомкнутом состоянии; см. разд. 4.15), согласованность $R_{вкл}$ и темп. коэф. $R_{вкл}$, диапазоны изменения сигнала и напряжения питания. Мы проявим недюжинное самообладание, поставив на этом точку и предоставив читателю самому входить во все подробности, если конкретное применение потребует этого.

3.13. Несколько схем на ПТ-ключах

Как мы отмечали ранее, многие естественным образом возникающие применения аналоговых ПТ-ключей – это схемы на ОУ, которые мы будем рассматривать в следующей главе. В этом разделе мы покажем несколько применений, не требующих ОУ, с тем чтобы дать почувствовать, в какого вида схемах можно использовать эти ключи.

Переключаемый RC-фильтр нижних частот. На рис. 3.51 показано, как можно

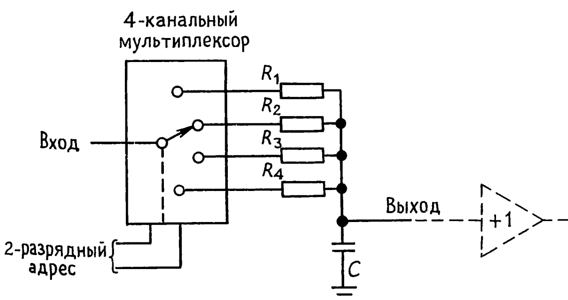


Рис. 3.51.

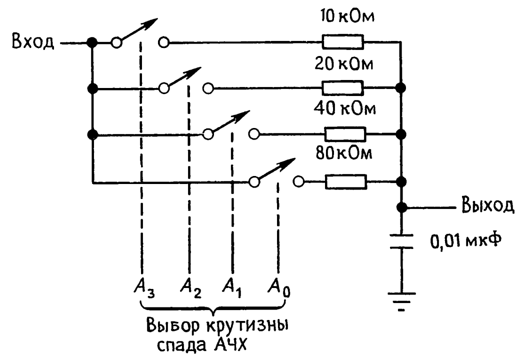


Рис. 3.52. RC-фильтр нижних частот с возможностью выбора 15 значений постоянной времени, равноотстоящих друг от друга.

построить простой RC-фильтр нижних частот с возможностью выбора частоты среза. В схеме использован мультиплексор для выбора одного из четырех предварительно подобранных резисторов путем набора 2-разрядного двоичного (цифрового) адреса. Мы решили поставить переключатель на входе, а не после резисторов, так как при этом уменьшается «впрыск» заряда в точку с более низким сопротивлением источника сигнала. Еще одна возможность, конечно же, состоит в том, чтобы использовать ПТ-ключи для выбора конденсатора фильтра. Чтобы получить очень широкий диапазон постоянных времени, можно было бы попробовать это сделать, но при этом конечное значение $R_{вкл}$ ключа ограничит коэффициент передачи фильтра на высоких частотах максимум $R_{вкл}/R_{посл}$. На схеме обозначен также буфер с единичным усилением, стоящий вслед за фильтром, поскольку выходное сопротивление схемы велико. В следующей главе вы увидите, как построить «совершенный» повторитель (с точно заданным коэффициентом усиления, высоким $Z_{вх}$, низким $Z_{вых}$, отсутствием сдвига $U_{БЭ}$ и т. п.). Разумеется, в том случае когда стоящий вслед за фильтром усилитель имеет высокое входное сопротивление, повторитель не нужен.

На рис. 3.52 показан простой вариант предыдущей схемы; здесь мы использовали вместо 4-входового мультиплексора

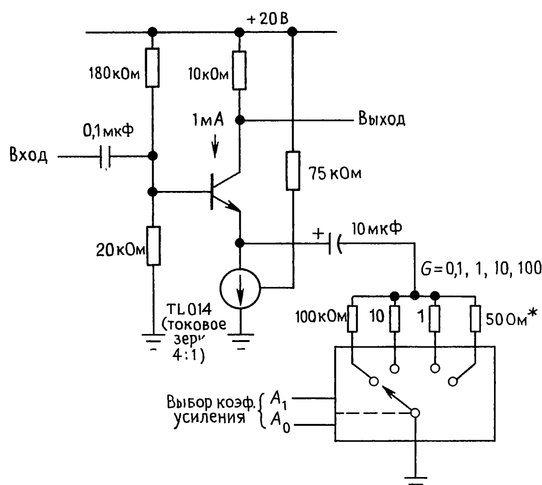


Рис. 3.53. Аналоговый мультиплексор выбирает соответствующий резистор автоматического смещения в цепи эмиттера для получения декадно-переключаемого коэффициента усиления.
* Подбирается для получения $K = 100$; $(R_{вкл} + r_э + R) = 100$ Ом.

четыре независимых ключа. При таком масштабном соотношении сопротивлений резисторов, которое приведено здесь, можно задавать 16 равноотстоящих значений частоты среза путем замыкания этих ключей в различных комбинациях.

Упражнение 3.12. Чему равны частоты среза (на уровне −3 дБ) в схеме рис. 3.52?

Усилители с переключаемым коэффициентом усиления. На рис. 3.53 показано, как можно применить ту же самую идею переключаемых резисторов для создания усилителя с возможностью выбора коэффициента усиления. Хотя эта идея естественным образом требует ОУ, можно применить ее и к усилителю с эмиттерной обратной связью. В качестве эмиттерной нагрузки мы использовали источник (точнее, приемник) неизменного тока, как это было сделано в более раннем примере, чтобы можно было получить коэффициент усиления много меньше единицы. Далее, мы применили мультиплексор для выбора одного из четырех резисторов. Обратите внимание на разделительный конденсатор, который нужен, чтобы сделать ток покоя не зависящим от коэффициента усиления.

Схема слежения–хранения. Рис. 3.54 демонстрирует, как можно сделать схему «слежения–хранения», которая будет кстати, когда мы захотим преобразовать аналоговый сигнал в поток цифровых комбинаций («аналого-цифровое преобразование»). При этом схема будет сохранять неизменным каждый уровень аналогового сигнала, пока вычисляется его величина. Данная схема проста. Входной буферный усилитель с единичным усилением выдает на низкоомный выход копию входного сигнала, направляя ее на конденсатор малой емкости. Чтобы сохранить (запомнить) уровень аналогового сигнала в любой заданный момент, вы просто размыкаете ключ. Высокое полное входное сопротивление второго буфера (у которого на входе должны быть полевые транзисторы, чтобы входной ток не слишком отличался от нуля) предотвращает нагрузку конденсатора, так что напряжение на нем «хранится» до тех пор, пока ПТ-ключ не замкнется снова.

Упражнение 3.13. Входной буфер должен выдавать ток такой величины, чтобы напряжение на конденсаторе следовало за изменяющимся сигналом. Рассчитайте пиковый выходной ток буфера при подаче на вход схемы синусоидального сигнала амплитудой 1 В и частотой 10 кГц.

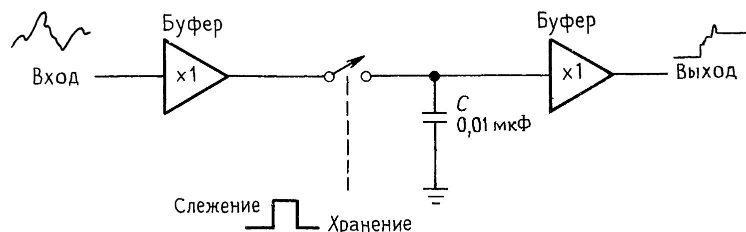


Рис. 3.54. Схема слежения–хранения.

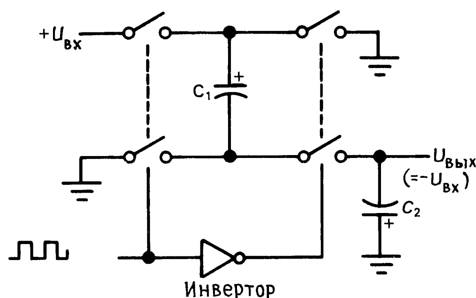


Рис. 3.55. Инвертор напряжения с «плавающим» конденсатором.

Конвертер напряжения с «плавающим» конденсатором. Существует прекрасный способ (рис. 3.55) создавать нужное нам напряжение питания отрицательной полярности в схеме, запитанной от однополярного положительного источника питания. Пара левых по схеме ПТ-ключей подключает C_1 к положительному источнику питания, заряжая его до $U_{вх}$, в то время как правые ключи разомкнуты. Вслед за тем входные ключи размыкаются, а правая пара ключей замыкается, подключая заряженный C_1 к выходу, при этом часть его заряда передается на C_2. Схема организована столь хитроумным способом, что C_1 переворачивается вверх тормашками, выдавая на выход напряжение отрицательной полярности! Данная конкретная схема выпускается в виде чипа конвертера напряжения 7662, о котором мы поговорим в разд. 6.22 и 14.07. Это устройство, названное «инвертором», превращает напряжение «высокого» уровня в напряжение «низкого» уровня, и наоборот. В следующем разделе мы покажем, как делается один из таких инверторов (и мы фактически подготовим вас к тому, что вы быстрее поймете, как ускорить их работу, о чем идет речь в гл. 8–11!).

3.14. Логические и мощные ключи на МОП-транзисторах

Другие виды применений ПТ-ключей – это логические и мощные переключающие схемы. Отличить их просто. При переключении аналогового сигнала мы используем ПТ как последовательный ключ, разрешающий или блокирующий прохождение аналогового сигнала, который представляет собой изменяющееся в некотором диапазоне (непрерывным, т.е. аналоговым образом) напряжение. Аналоговый сигнал – это обычно сигнал, имеющий низкий уровень напряжения и незначительную мощность. С другой стороны, при логическом переключении ключи на МОП-транзисторах замыкаются и размыкаются, перебрасывая выход схемы от одного источника питания к другому. Фактически эти «сигналы» являются цифровыми, а не аналоговыми – они скачком переходят от уровня питания одного источника к другому, представляя тем самым два состояния: «высокое» и «низкое». Промежуточные уровни напряжения не являются полезными или желательными; фактически, они даже незаконны! И наконец, понятие «мощные переключатели» относится к включению и выключению питания нагрузки, такой как лампа, обмотка реле или двигатель вентилятора. В таких применениях обычно и напряжения, и токи велики. Рассмотрим вначале логические переключатели.

Логические ключи. На рис. 3.56 показан простейший тип логического переключателя на МОП-транзисторе. В обеих схемах в качестве нагрузки используется резистор и обе они осуществляют логическую функцию инвертирования – высокий логический уровень на входе создает низкий уровень на выходе, и наоборот. Ва-

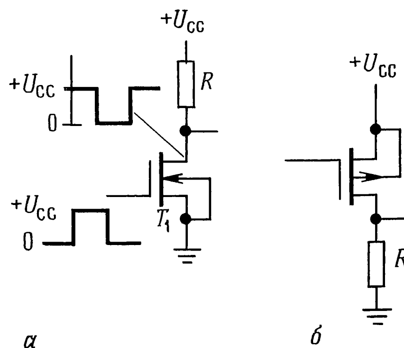


Рис. 3.56. Логические инверторы на n-канальном (*а*) и p-канальном (*б*) МОП-транзисторах.

риант схемы на n-канальном транзисторе включает выход на землю при подаче на затвор высокого уровня, тогда как в p-канальном варианте на резисторе образуется высокий логический уровень при заземленном (низкий уровень) входе. Обратите внимание на то, что МОП-транзисторы в этих схемах используются как инверторы с общим истоком, а не как истоковые повторители. В цифровых логических схемах подобных представленным нас обычно интересует выходное напряжение («логический уровень»), продуцируемое некоторым входным напряжением; резистор служит просто пассивной нагрузкой в цепи стока, обеспечивая при запертом ПТ выходное напряжение, равное напряжению питания стока. С другой стороны, если мы заменим резистор осветительной лампочкой, реле, приводом печатающей головки или какой-то другой мощной нагрузкой, получим схему мощного переключателя (рис. 3.3). Хотя мы используем ту же самую схему «инвертора», однако при переключении мощной нагрузки нас интересует ее включение и выключение, а не напряжение выхода.

Инвертор на КМОП. Представленные выше инверторы на n-канальном или p-канальном МОП-транзисторе имеют недостатки: они потребляют ток в состоянии «ВКЛ» и имеют относительно высокое выходное сопротивление в состоянии «ВЫКЛ». Можно уменьшить выходное сопротивление (уменьшив R), но только ценой увеличения рассеиваемой мощности, и наоборот. За исключением источников тока иметь высокое выходное сопротивление, конечно же, всегда плохо. Даже если подключенная к выходу нагрузка имеет высокое сопротивление (например, это затвор другого МОП-транзистора), все равно возникают проблемы шумов из-за емкостных наводок и уменьшается скорость переключения из состояния «ВКЛ» в состояние «ВЫКЛ» («хвост переключения») за счет паразитной емкости нагрузки. В этом случае, например, инвертор на n-канальном МОП-транзисторе со стоковым резистором, имеющим компромиссное сопротивление, скажем

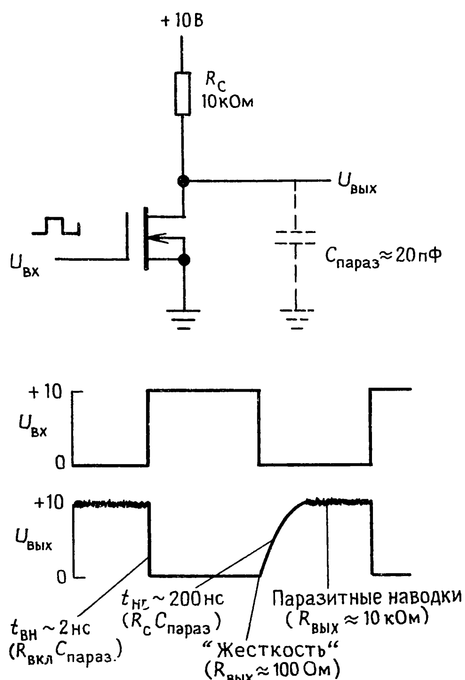


Рис. 3.57.

10 кОм, даст на выходе форму сигнала, показанную на рис. 3.57.

Ситуация напоминает однокаскадный эмиттерный повторитель из разд. 2.15, в котором потребляемая мощность в состоянии покоя и мощность, направляемая в нагрузку выбираются из тех же компромиссных соображений. Решение здесь одно – использование пушпульной схемы, особенно хорошо подходящей для переключателей на МОП-транзисторах. Взгляните на рис. 3.58; здесь показано,

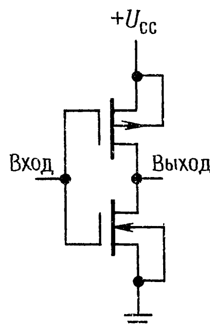


Рис. 3.58. Логический КМОП-инвертор.

как можно было бы организовать пушпульный (двухтактный) ключ. Потенциал земли на входе вводит нижний транзистор в состояние отсечки, а верхний – во включенное (замкнутое) состояние, в результате чего на выходе будет высокий логический уровень. Высокий ($+U_{CC}$) уровень входа действует противоположным образом, давая на выходе потенциал земли. Это инвертор с низким выходным сопротивлением в обоих состояниях и в нем совершенно отсутствует ток покоя. Называют его КМОП-инвертор (инвертор на комплементарных МОП-транзисторах), и он является базовой структурой для всех цифровых логических КМОП-схем – семейства, которое уже стало преобладающим в больших интегральных схемах (БИС) и которому, похоже, предопределено заменить более ранние семейства логических схем (так называемые ТТЛ-схемы), построенные на биполярных транзисторах. Обратите внимание на то, что КМОП-инвертор представляет собой два комплементарных МОП-ключа, соединенных последовательно и включаемых попеременно, в то время как аналоговый КМОП-ключ (рассмотренный ранее в этой главе) – это параллельно соединенные комплементарные МОП-ключи, включаемые и выключаемые одновременно.

Упражнение 3.14. Комплементарные МОП-транзисторы в КМОП-инверторе оба работают как инверторы с общим истоком, тогда как комплементарные биполярные транзисторы в пушпульных схемах разд. 2.15 являются (неинвертирующими) эмиттерными повторителями. Попробуйте нарисовать «комплементарный биполярный инвертор», аналогичный КМОП-инвертору. Почему он не сможет работать?

О цифровых КМОП-схемах гораздо больше будет сказано там, где будут рассматриваться цифровые логические схемы и микропроцессоры (гл. 8–11). На сей момент остановимся на очевидном: КМОП-схемы – это семейство маломощных логических схем (с нулевым потреблением мощности в состоянии покоя), имеющих высокое полное входное сопротивление и жестко заданные уровни выходного напряжения, соответствующие полному диапазону напряжений питания. Однако прежде чем оставить сей предмет, мы не можем устоять против соблазна показать еще одну КМОП-схему (рис. 3.59). Это логический вентиль И-НЕ, на выходе которого будет низкий логический уровень только в том случае, если на обоих входах – на входе A и на входе B – будет высокий уровень. Понять, как он работает, исключительно просто.

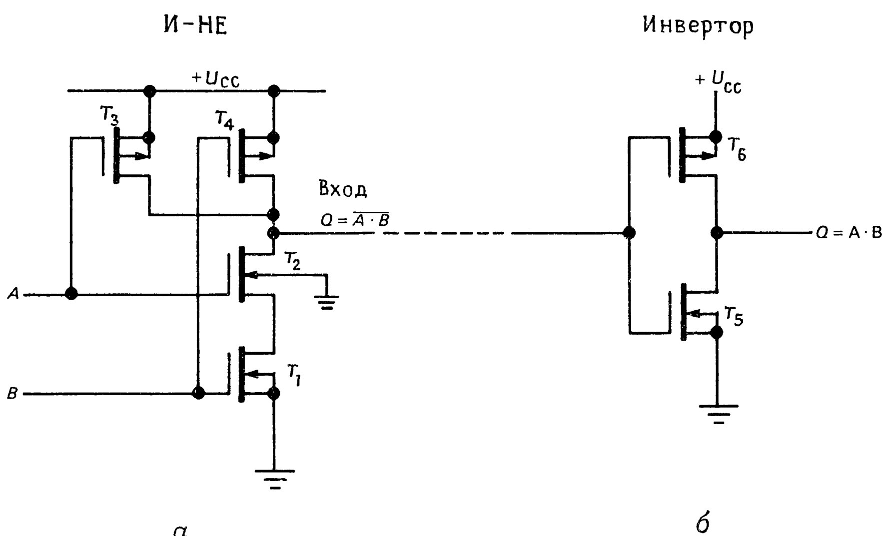


Рис. 3.59. КМОП-вентили И-НЕ и И.

Если уровни A и B – оба высокие, то оба последовательно включенные n-канальные МОП-ключи T_1 и T_2 находятся в проводящем состоянии, жестко фиксируя на выходе потенциал земли; p-канальные ключи T_3 и T_4 оба разомкнуты, так что ток через них не течет. Однако если уровень на любом из входов A или B (или на обоих) низкий, то соответствующий p-канальный МОП-транзистор открыт, подавая на выход высокий уровень, так как один (или оба) транзистор последовательной цепи T_1 T_2 закрыт и ток через них не проходит.

Схема называется вентилем И-НЕ, поскольку она осуществляет логическую функцию И, но с инверсным (НЕ) выходом. Хотя вентили и их варианты – предмет рассмотрения гл. 8, вы можете доставить себе удовольствие, попытавшись набить руку на решении следующих проблем.

Упражнение 3.15. Нарисуйте КМОП-вентиль И. Подсказка: И = НЕ – И-НЕ.

Упражнение 3.16. Теперь нарисуйте схему вентиля ИЛИ-НЕ. На выходе этой схемы низкий уровень, если на любом из входов А или В (или на обоих) уровень высокий.

Упражнение 3.17. Небольшая загадка – как будет выглядеть КМОП-вентиль ИЛИ?

Упражнение 3.18. Нарисуйте 3-входовый КМОП-вентиль И-НЕ.

Цифровые логические КМОП-схемы, которые мы будем рассматривать позже, строятся путем комбинирования этих базовых вентилей. Сочетание очень малой потребляемой мощности и жестко заданного выходного напряжения, привязанного к шинам питания, делает выбор семейства логических схем на КМОП-транзисторах предпочтительным для большинства цифровых схем, что и объясняет их популярность. Кроме того, для микромощных схем (таких как наручные часы и малые измерительные приборы с батарейным питанием) это вообще единственное решение.

Однако, если мы не хотим впасть в заблуждение, стоит отметить, что мощность, потребляемая КМОП-логикой, хотя и очень мала, но не равна нулю. Существуют два механизма, вызывающие появление тока стока. Во время переходных

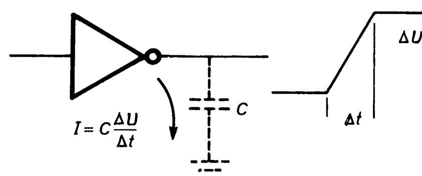


Рис. 3.60. Емкостной зарядный ток.

процессов через выход КМОП-схемы должен проходить кратковременный ток $I = CdU/dt$, чтобы зарядить имеющуюся на выходе емкость той или иной величины (рис. 3.60). Емкость нагрузки образуется как за счет емкости проводников («паразитная» емкость), так и за счет входной емкости дополнительной логической схемы, подключенной к выходу. Фактически, поскольку сложный чип на комплементарных МОП-транзисторах содержит много вентилей, каждый из которых нагружен на некоторую внутреннюю емкость, в любой КМОП-схеме имеется некоторый ток стока, который участвует в переходных процессах, даже если сам чип не подключен ни к какой нагрузке. Неудивительно, что этот «динамический» ток стока пропорционален скорости, с которой происходит этот переходный процесс. Второй механизм появления тока стока в КМОП-схеме показан на рис. 3.61. При переходе напряжения на

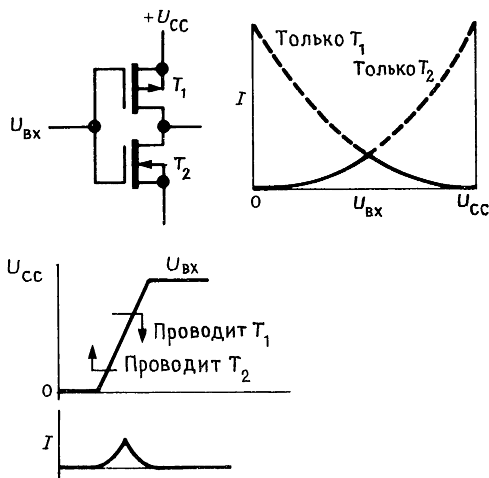
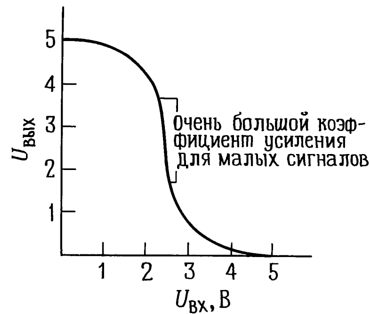


Рис. 3.61. Проводимость в КМОП-схеме в режиме класса А.

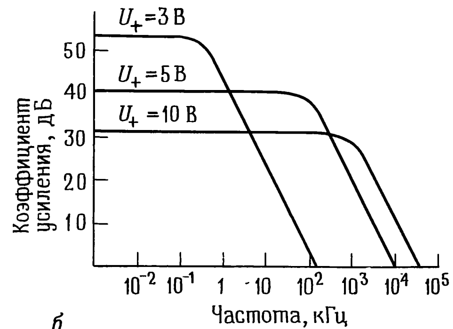
входе скачком от потенциала земли к уровню напряжения питания и обратно существует область, в которой оба МОП-транзистора находятся в состоянии проводимости, в результате чего возникает всплеск тока от U_{CC} на землю. Его иногда называют «ток класса А» или «ломовой ток питания». Некоторые следствия, которые он вызывает, вы увидите в гл. 8, 9 и 14. Коль скоро мы сделали ставку на КМОП-схемы, нужно отметить и другой их недостаток (фактически, он присущ всем МОП-транзисторам) – это незащищенность от повреждения статическим электричеством. Дополнительно мы поговорим об этом в разд. 3.15.

Линейный усилитель на КМОП-транзисторах. КМОП-инверторы, как впрочем и все цифровые логические схемы, предназначены для работы с цифровыми логическими уровнями сигналов. Поэтому, за исключением времени переходных процессов, входы и выходы подключены к земле или к шине U_{CC} (обычно +5 В). И опять-таки за исключением времени, которое длятся эти переходные процессы (типичная величина – несколько наносекунд), здесь нет тока стока в состоянии покоя.

Оказывается, КМОП-инвертор обладает некоторыми интересными свойствами, когда он работает с аналоговыми сигналами. Взгляните снова на рис. 3.61. Можно рассматривать T_1 как активную (источник тока) нагрузку для инвертирующего усилителя T_2, и наоборот. Когда на входе потенциал, близкий к U_{CC} или к потенциалу земли, токи указанных транзисторов сильнейшим образом отличаются друг от друга и усилитель находится в насыщении (или в «прижатом» соответственно к земле или U_{CC} состоянии). Это, разумеется, нормальная ситуация для цифровых сигналов. Однако когда напряжение на входе равно приблизительно половине напряжения питания, есть небольшая область, где токи стоков T_1 и T_2 примерно одинаковы; в этой области схема является инвертирующим линейным усилителем с большим коэффициентом усиления. Его передаточная характеристика представлена на рис. 3.62.



а



б

Рис. 3.62.

Вариации $R_н$ и g_m с изменением тока стока таковы, что наибольший коэффициент усиления наблюдается при относительно малых значениях тока стока, т.е. при низком напряжении питания (порядка 5 В).

Эта схема не является хорошим усилителем; у нее есть недостатки – это очень высокое выходное сопротивление (особенно при работе с низким напряжением питания), плохая линейность и непредсказуемая величина коэффициента усиления. Однако она проста и недорога (КМОП-инверторы по 6 в одном корпусе продаются по цене менее полдоллара за корпус), и ее иногда используют для усиления малых сигналов, форма которых несущественна. Примеры применения таких схем – сигнализатор близости электросети (который усиливает емкостные наводки переменного тока сетевой частоты), генераторы с кварцевыми резонаторами и устройства с частотной модуляцией и частотной манипуляцией (см. гл. 15).

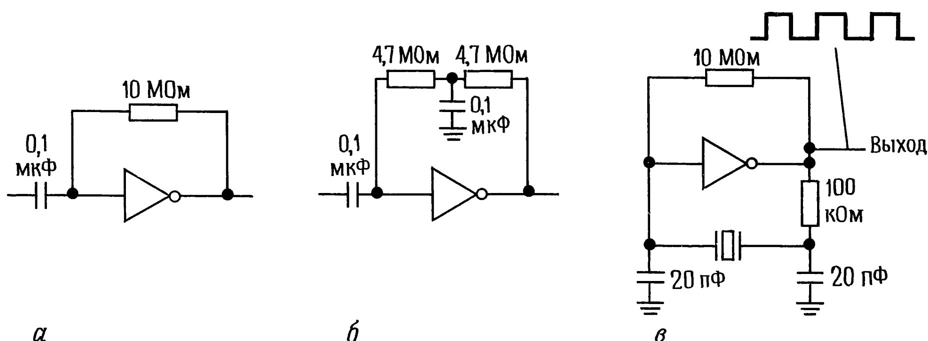


Рис. 3.63. Схемы линейных усилителей на КМОП-транзисторах.

Чтобы КМОП-инвертор работал как линейный усилитель, необходимо подать на вход смещение такое, чтобы усилитель находился в активном режиме. Обычный метод состоит в том, что со входа на выход включается резистор с большим сопротивлением (который мы определим в следующей главе как «обратная связь по постоянному току»), как показано на рис. 3.63. Это приведет нас в точку $U_{вых} = U_{вх}$ на графике рис. 3.62, *а*. Как мы позже увидим, такое включение, как на рис. 3.63, *а*, снижает входное полное сопротивление за счет «шунтирующей обратной связи». Поэтому если важно иметь высокое входное полное сопротивление на высоких частотах, то предпочтение следует отдать схеме рис. 3.63, *б*. Третья схема (рис. 3.63, *в*) – это использующий КМОП-усилитель классический генератор с кварцевой стабилизацией, описанный в разд. 5.13. На рис. 3.64 дан вариант схемы рис. 3.63, *а*, который используется для генерации сигналов строго прямоугольной формы частотой 10 МГц (тактовый генератор для цифровых логических схем) из синусоидального входного сигнала. Эта схема работает хорошо при амплитуде сигнала на входе от 50 мВ до 5 В (эффективные значения). Вот хороший пример применения, где действует принцип «Я не знаю, каково усиление, и меня это не волнует». Обратите внимание на цепь защиты входа, состоящую из последовательно включенного токоограничивающего резистора и фиксирующих диодов.

Мощные переключатели. МОП-транзисторы хорошо работают как насыщенные ключи в таких схемах, как та простейшая схема, что была предложена нами в разд. 3.01. В настоящее время мощные МОП-транзисторы выпускаются многими фирмами, что позволяет использовать положительные особенности МОП-транзисторов (высокое входное сопротивление, простота параллельного включения, отсутствие «вторичного пробоя») и в мощных схемах. Вообще говоря, мощные МОП-транзисторы проще в применении, чем обычные мощные биполярные транзисторы. Есть, однако, некоторые тонкие

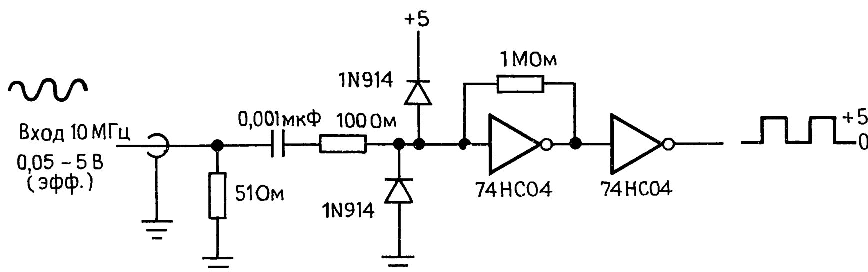


Рис. 3.64.

и трудные для анализа эффекты, так что «кавалерийский наскок» в замене на МОП-транзисторы в переключательных схемах может привести к внезапному выходу схемы из строя. Мы были свидетелями такого рода аварий и надеемся предотвратить их повторение. Прочтите составленный нами краткий обзор.

Мощные МОП-транзисторы. ПТ были хилыми слаботочными устройствами, способными пропускать ток не более чем несколько десятков миллиампер, до тех пор пока в конце 1970-х годов японские компании не выпустили так называемые VМОП-транзисторы (вертикальная МОП-структура с V-образной канавкой).

Сегодня мощные МОП-транзисторы выпускают все изготовители дискретных полупроводниковых приборов (например, в США такие фирмы, как GE, IR, Motorola, RCA, Siliconix, Supertex, TI; наряду с ними европейские компании, такие как Amperex, Ferranti, Siemens и SGS, а также многие из японских компаний) под такими названиями, как VМОП, ТМОП, вертикальные ДМОП и HEXFET (гексагональные ПТ). Они могут оперировать с удивительно высокими напряжениями (до 1000 В) и допускают пиковые токи до 280 А (постоянно через них может проходить ток до 70 А), а $R_{вкл}$ очень мало – 0,02 Ом. Небольшие мощные МОП-транзисторы стоят существенно меньше доллара, и выпускаются они во всех обычных транзисторных корпусах, а также по несколько транзисторов в удобном корпусе DIP, в котором выпускаются и большинство ИМС. Ирония судьбы заключается в том, что теперь уже трудно найти дискретные маломощные МОП-транзисторы, зато нет проблем с мощными МОП-транзисторами. В табл. 3.5 перечислены наиболее представительные типы мощных МОП-транзисторов.

Высокое сопротивление, температурная стабильность. Два важных преимущества мощных МОП-транзисторов, отличающих их от мощных биполярных транзисторов,– это высокое входное сопротивление (однако остерегайтесь высокой входной емкости, особенно для сильноточных устройств; см. ниже) и полное отсутствие терморазогрева и вторичного пробоя. Этот последний эффект очень важен в мощных схемах и труден для понимания. Большую площадь перехода мощного транзистора (будь то биполярный или полевой) можно рассматривать как большое количество малых переходов, включенных параллельно (рис. 3.65), причем к ним ко всем приложено одинаковое напряжение. В случае мощного биполярного транзистора положительный температурный коэффициент коллекторного тока при фиксированном $U_{БЭ}$ (приблизительно $+9\%/°C$, см. разд. 2.10) означает, что локальная точка разогрева перехода будет иметь более высокую плотность тока, что вызовет дополнительный нагрев. При достаточно больших $U_{КЭ}$ и $I_К$ эта «токовая деформация» может привести к локальному саморазогреву, известному под названием «вторичный пробой». В результате «площадь безопасной работы» биполярного транзистора (на графике зависимости коллекторного тока от напряжения на коллекторе) меньше, чем если учитывать только допустимую мощность рассеяния транзистора (подробнее об этом см. в гл. 6). Важный момент здесь состоит в том, что ток стока МОП-транзистора падает при увеличении температуры (рис. 3.13) и это полностью исключает появление «горячих точек» в переходе. МОП-транзисторы не подвержены вторичному пробою и их область безопасной работы ограничена только допустимой мощностью рассеяния (см. рис. 3.66, где сравниваются области безопасной работы биполярного n–p–n-транзистора и мощного n-канального МОП-транзистора при одних и тех же $I_{макс}$, $U_{макс}$ и $P_{расс}$). По тем же причинам усилители мощности на МОП-транзисторах не имеют тех неприятных тенденций к температурному уходу параметров, за которые мы «так любим» биполярные транзисторы (см. разд. 2.15), и наконец, мощные МОП-транзисторы могут быть включены параллельно без токовыравнивающих резисторов, которые для биполярных транзисторов необходимы (см. разд. 6.07).

Таблица 3.5. Мощные МОП-транзисторы

$U_{СИ\,пр}$ [а], В	Постоянный ток стока, А	$R_{вкл}$, Ом при (макс.)	$U_{ЗИ}$, В	$U_{П}$, В (макс.)	$C_{ЗИ}$, пФ (тип.)	$C_{ЗС}$, пФ (тип.)	$Q_{вкл}$, нКл (тип.)	Корпус [б]	Тип и примечания [в]
									n-канальные
30	0,8	1,8	5	2,5	110	35	–	DIP-14	VQ3001J [1]; 2N, 2P в корпусе DIP
40	4	2,5	5	1,5	60	5	0,8	TO-92	TN0104N3; низкий порог
60	0,2	6	5	2,5	60	5	–	TO-92	VN0610L [3]; защита затвора; подобен VN2222
60	0,4	5	5	2,5	60	10	–	DIP-14	VQ1004J [1]; счетверенный в корпусе DIP
60	15	0,14	5	2	900	180	–	TO-220	RFP15N06L [2]; низкий порог
100	0,25	15	5	2,4	27	3	0,6	TO-92	VN1310N3, BSS100
100	0,8	2,5	5	2,4	70	12	2,6	TO-92	VN0210N3
100	1,3	0,3	10	4	450	50	11	DIP-4	IRFD120
100	2	1	5	2	200	20	–	TO-220	RFP2N10L [2]; низкий порог
100	4	0,6	10	4	180	15	5	TO-220	IRF510, MTP4N10, VN1110N5, 2SK295
100	8	0,25	10	4	350	24	10	TO-220	IRF520, BUZ72A, 2SK383, VN1210N5
100	25	0,08	10	4	1500	90	39	TO-220	IRF540, MTP25N10
100	40	0,06	10	4	2000	350	63	TO-3	IRF150, 2N6764
100	65	0,04	10	5	5200	640	–	TO-3	VNE003A [1]
120	0,2	10	2,5	2	125	20	–	TO-92	VN1206L [1]; низкий порог
200	0,1	40	5	3,5	25	3	0,5	TO-92	VN1320N3
200	0,1	24	10	2	40	5	–	TO-92	VN2020L [1], BS107
200	0,25	15	5	3	40	5	1,0	TO-92	VN0120N3, BSS101
200	0,4	8	5	3	75	7	2,5	TO-92	VN0220N3, BSS89
200	3	1,5	10	4	140	9	6	TO-220	IRF610, VN1220N5
200	5	0,8	10	4	450	40	11	TO-220	IRF620, MTP5N20, BUZ30, 2SK440
200	9	0,4	10	4	600	80	19	TO-220	IRF630, MTP8N20, BUZ32
200	18	0,18	10	4	1300	93	43	TO-220	IRF640
200	30	0,09	10	4	2600	150	80	TO-3	IRF250, 2N6766, MTM40N20
500	0,05	85	5	4	45	2	–	TO-92	VN0550N3
500	0,2	20	5	4	75	10	–	TO-92	VN0650N3
500	2,5	3	10	4	350	10	13	TO-220	IRF820, BUZ74, MTP3N50
500	4	1,5	10	4	610	18	21	TO-220	IRF830, BUZ41A, VN5001D [1], MTP4N50
500	8	0,85	10	4	1300	45	42	TO-220	IRF840, MTP8N50, 2SK555 [4]
500	12	0,4	10	4	2700	75	86	TO-3	IRF450, 2N6770, 2SK560 [4]
500	20	0,3	10	5	4500	100	–	TO-3	VNP006A [1]
1000	1	10	10	4,5	1200 [м]	80 [м]	33	TO-220	MTP1N100, BUZ50B
1000	5	3	10	4,5	2600 [м]	220 [м]	110	TO-3	MTM5N100, BUZ54, IRFAG50
									p-канальные
30	0,6	2	12	4,5	150	60	–	DIP-14	VQ3001J [1]; 2N, 2P в корпусе DIP
60	0,4	5	10	4,5	150	20	–	DIP-14	VQ2004J [1]; четыре в корпусе DIP
100	0,15	40	5	3,5	20	3	0,4	TO-92	VP1310N3
100	0,4	8	5	3,5	90	15	3	TO-92	VP210N3, VP1008L [1]
100	1	0,6	10	4	300	50	16	DIP-4	IRFD9120
100	6	0,6	10	4	300	50	16	TO-220	IRF9520, VP1210N5, MTP8P10

Продолжение табл. 3.5

$U_{СИ\,пр}$[а)], В	Постоянный ток стока, А	$R_{вкл}$, Ом при (макс.)	$U_{ЗИ}$, В	$U_{П}$, В (макс.)	$C_{ЗИ}$, пФ (тип.)	$C_{ЗС}$, пФ (тип.)	$Q_{вкл}$, нКл (тип.)	Корпус[б)]	Тип и примечания[в)]
100	19	0,2	10	4	1100	250	70	TO-220	IRF9540, MTP12P10
200	0,06	100	5	3,5	35	2	0,5	TO-92	VP1320N3
200	0,1	40	5	3,5	50	5	1	TO-92	VP0120N3, BSS92
200	3,5	4	5	3,5	600	20	10	TO-220	VP1220N5, IRF9622
200	11	0,5	10	4	1100	150	70	TO-220	IRF9640
500	0,07	150	5	5	35	3	–	TO-92	VP0550N3
500	0,1	25	5	4	75	10	–	TO-92	VP0650N3
500	1	9	5	4,5	550	20	–	TO-220	VP0350N5
500	2	6	10	4,5	1000[м)]	80[м)]	20	TO-220	MTP2P50

[а)] $U_{ЗИ\,пр} = \pm 20$ В, за исключением: [1)] ± 40 В, [2)] ± 10 В, [3)] $+15$, $-0,3$ В и [4)] ± 15 В

[б)] $\theta_{пс}$: DIP-4 = 120 °C/Вт; DIP-14 = 100 °C/Вт; TO-92 = 200 °C/Вт; $\Theta_{пк}$: TO-220 = 2,5 °C/Вт; TO-3 = 0,8 °C/Вт. $P_{расс}$ при $T_{окр} = 75$ °C: DIP-4 = 0,6 Вт; DIP-14 = 0,8 Вт; TO-92 = 0,3 Вт; $P_{расс}$ (при $T_{корп} = 75$ °C): TO-220 = 30 Вт; TO-3 = 90 Вт.

[в)] Ожидаются вариации параметров у различных изготовителей; здесь представлены типичные параметры.

[м)] Максимум.

Примеры мощных переключательных схем и необходимые предосторожности. Часто бывает желательно управлять мощным МОП-транзистором с выхода цифровых логических схем. Хотя имеются семейства логических схем, выдающие напряжение 10 В и более («КМОП-серия 4000»), однако в большинстве семейств логических ИМС используются уровни +5 В («высокоскоростные КМОП») или +2,4 В («ТТЛ»). На рис. 3.67 показано, как переключать нагрузку, подавая управляющие сигналы от логических схем этих трех семейств. В первой схеме сигнал возбуждения затвора +10 В полностью откроет любой МОП-транзистор, так что мы выберем VN0106 – недорогой транзистор, у которого $R_{вкл} < 5$ Ом при $U_{ЗИ} = 5$ В. Диод в схеме защищает от индуктивных всплесков (разд. 1.31); включенный последовательно с затвором резистор хотя не обязательно необходим, однако полезен, так как емкость сток – затвор МОП-транзистора может передать индуктивный переходный процесс в нагрузке обратно на чувствительную КМОП-логику (вскоре мы расскажем об этом более подробно). Во второй схеме на затвор подается 5 В, что все еще неплохо для серий VN01/VP01; для разнообразия мы применили здесь *p*-канальный МОП-транзистор, переключающий нагрузку, подключенную к земле.

Две оставшиеся схемы демонстрируют два способа обработки сигнала +2,4 В (в худшем случае; обычно это где-то около +3,5 В) – высокого логического уровня цифровой логики ТТЛ. Можно использовать «подтягивающий» к +5 В резистор, чтобы обеспечить полный перепад +5 В на выходе ТТЛ, который затем возбуждает обычный МОП-транзистор; можно выбрать и другой путь – использовать что-нибудь вроде TN0106 – «низкопорогового» МОП-транзистора, рассчитанного на сигнал возбуждения с уровнем ТТЛ. Будьте, однако, внимательны к паспортным данным. Например, в спецификации на TN01 указано «$U_{ЗИ\,пор} = 1,5$ В (макс.)», что звучит прекрасно до тех пор,

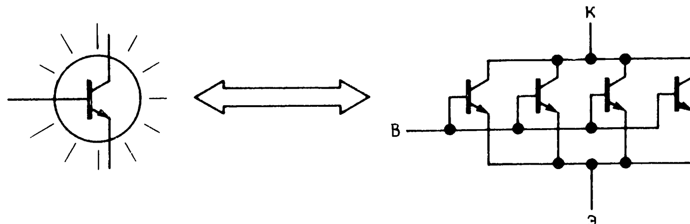
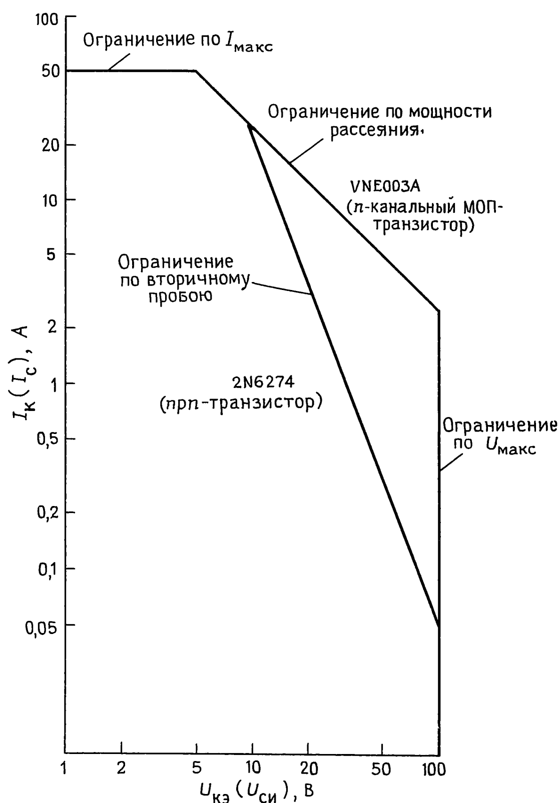
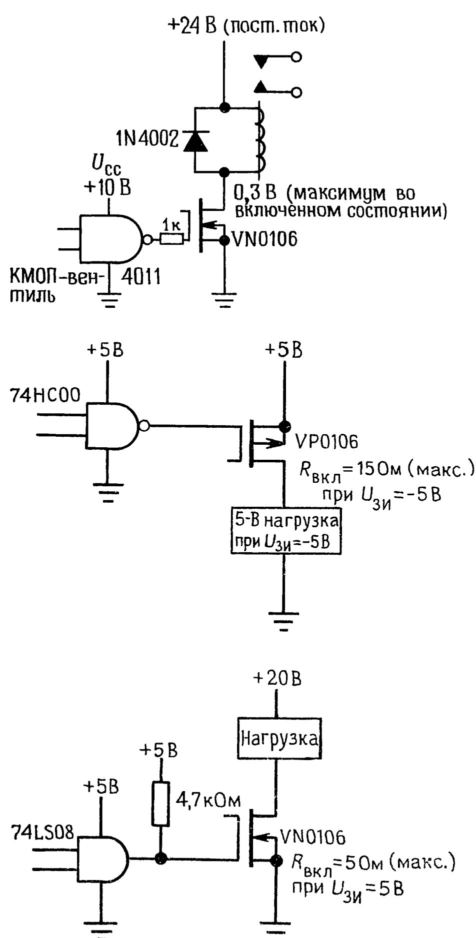


Рис. 3.65. Транзистор с большой площадью переходов можно рассматривать как много параллельно включенных транзисторов с малой площадью переходов.

Рис. 3.66. Мощные МОП-транзисторы не подвержены вторичному пробою.





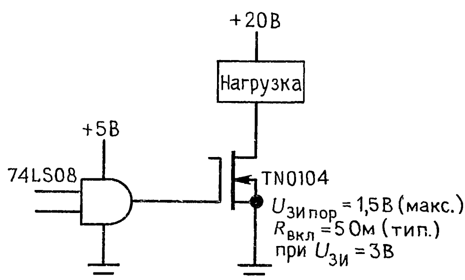


Рис. 3.67. МОП-транзисторы способны переключать мощные нагрузки, при управляющих сигналах с уровнями цифровых логических схем.

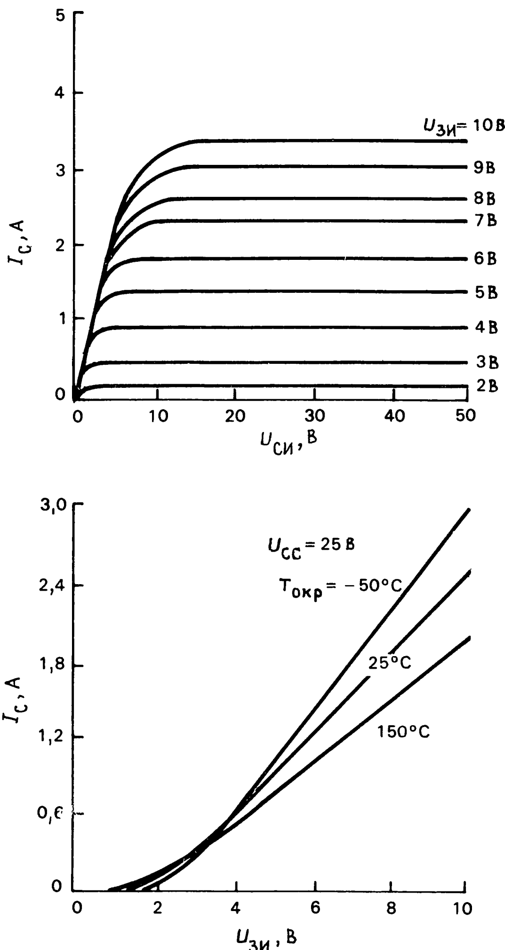


Рис. 3.68. Стоковые характеристики *n*-канального МОП-транзистора типа TN0104 с низким пороговым напряжением. *а* – выходные характеристики; *б* – передаточные характеристики.

пока вы не прочтете превосходную сноску («при $I_С = 1$ мА»). Это означает, что для полного открытия МОП-транзистора на затвор нужно подать напряжение намного выше $U_{ЗИ\ пор}$ (рис. 3.68). Однако эта схема, возможно, будет работать хорошо, поскольку а) высокий уровень выхода ТТЛ редко бывает ниже +3 В и типичное его значение составляет +3,5 В и б) в паспорте на TN01 далее указано: «$U_{вкл}$ (тип.) = = 5 Ом при $U_{ЗИ} = 3$ В».

Этот пример иллюстрирует часто возникающие у разработчика затруднения, а именно – что выбрать: сложную схему, полностью удовлетворяющую критериям разработки в наихудшем случае и тем самым гарантирующую работоспособность, или простую схему, не отвечающую спецификациям в наихудшем случае, которая, однако, в подавляющем большинстве случаев будет работать без проблем. Не раз еще возникнут моменты, когда вы поймаете себя на том, что выбираете последнее, не обращая внимания на слабый внутренний голос, подсказывающий обратное.

Емкость. В предыдущем примере мы включали последовательно с затвором резистор (в схеме с индуктивной нагрузкой). Как отмечалось ранее (разд. 3.09), МОП-транзисторы имеют практически бесконечное резистивное сопротивление затвора, но конечное полное сопротивление из-за емкости затвор – канал. У сильноточных МОП-транзисторов эта емкость может быть очень разной: сравните входную емкость 45 пФ у 1-амперного VN01 с $C_{вх} = 450$ пФ 10-амперного IRF520; 70-амперный SMM70N05 фирмы Siliconix имеет $C_{вх} = 4300$ пФ! Быстро изменяющееся напряжение стока может вызвать в затворе переходный ток в миллиамперах, что достаточно для перегрузки (и даже для повреждения) нежных управляющих КМОП-чипов.

Последовательно включаемое сопротивление выбирается из соображений компромисса между быстродействием и необходимостью защиты, при этом типичными являются значения от 100 Ом до 10 кОм. Даже без индуктивной нагрузки динамический ток затвора будет, конечно, иметь место: емкость относительно земли C_{iss} будет заряжаться током $I = C_{iss}dU_{ЗИ}/dt$, а (меньшая) емкость обратной связи C_{rss} создает входной ток $I = C_{rss}\,dU_{СЗ}/dt$. Этот последний будет доминировать в ключе с общим истоком, поскольку $\Delta U_{СЗ}$ обычно намного больше, чем сигнал возбуждения затвора $\Delta U_{ЗИ}$ (эффект Миллера).

Упражнение 3.19. МОП-транзистор IRF520, переключающий 2-амперную нагрузку, выключается за 100 нс (при переключении потенциала затвора с +10 В до потенциала земли), в течение которых напряжение стока изменяется от 0 до 50 В. Чему равно среднее значение тока затвора в течение этих

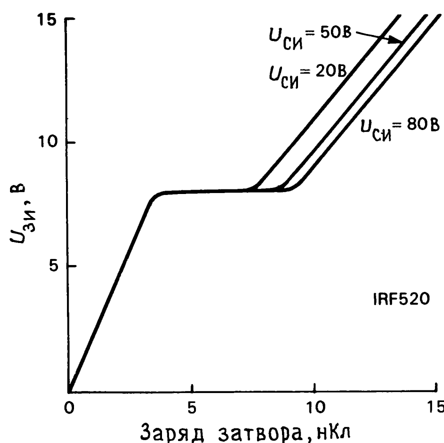


Рис. 3.69. Зависимость заряда затвора МОП-транзистора типа IRF520 от $U_{ЗИ}$.

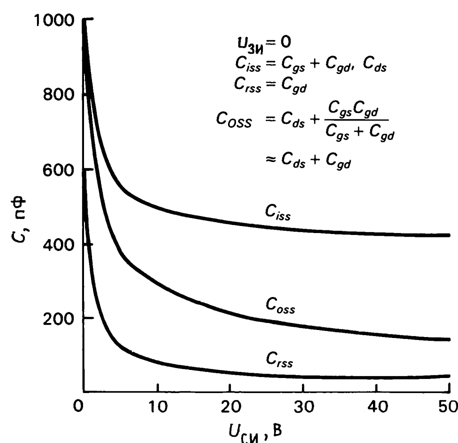


Рис. 3.70. Емкости в мощном МОП-транзисторе типа IRF520. Измерения проводились при $U_{ЗИ} = 0$. $C_{iss} = C_{ЗИ} + C_{ЗС}$ (сток и исток закорочены); $C_{rss} = C_{ЗС}$; $C_{oss} = C_{СИ} + (C_{ЗИ} \cdot C_{ЗС})/(C_{ЗИ} + C_{ЗС}) \approx C_{СИ} + C_{ЗС}$.

100 нс в предположении, что $C_{ЗИ}$ (называемое также C_{iss}) равно 450 пФ, а $C_{СЗ}$ (называемое также C_{rss}) равно 50 пФ?

В ключе с общим истоком вклад эффекта Миллера в ток затвора имеет место все время, пока не завершится переходный процесс в цепи стока, а емкость затвор–исток создает ток только при изменении напряжения затвора. Эти эффекты часто рисуются в виде графика «зависимости заряда затвора от напряжения затвор–исток», как это сделано на рис. 3.69. Горизонтальная полка на графике наблюдается при напряжении включения, когда быстро падающее напряжение стока вынуждает схему возбуждения затвора впрыскивать дополнительный заряд в C_{rss} (эффект Миллера). Если бы емкость обратной связи не зависела от напряжения, то эта горизонтальная часть графика была бы пропорциональна напряжению стока, после чего кривая продолжалась бы с прежним наклоном. На самом деле емкость обратной связи C_{rss} при малом напряжении быстро возрастает (рис. 3.70), а это означает, что эффект Миллера больше всего проявляет себя на той части сигнала, когда напряжение на стоке мало. Этим объясняется изменение наклона кривой заряда затвора, а также тот факт, что длина горизонтальной полки почти не зависит от напряжения стока.

Упражнение 3.20. Как зависимость C_{rss} от напряжения объясняет изменение наклона кривых заряда затвора?

Дополнительные моменты, требующие внимания. Есть еще некоторые вещи, которых не выносят МОП-транзисторы и о которых вам следует знать. Все изготовители мощных МОП-транзисторов соединяют подложку с истоком прямо в корпусе. Поскольку подложка образует с каналом диод, то это означает, что фактически в этих транзисторах между истоком и стоком имеется диод (рис. 3.71); некоторые изготовители даже явно рисуют этот диод на схемном изображении выпускаемого ими МОП-транзистора, чтобы вы об этом не могли забыть. Это

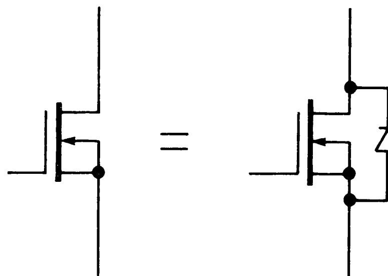


Рис. 3.71. В мощных МОП-транзисторах подложку соединяют с истоком, в результате чего образуется диодный переход сток–исток.

в свою очередь означает, что вы не можете использовать мощный МОП-транзистор как ненаправленный прибор или же по меньшей мере не можете подать на переход сток–исток напряжение обратной полярности, превышающее прямое падение напряжения на диоде. Например, вы не сможете использовать мощный МОП-транзистор для сброса в нуль интегратора, возбуждаемого биполярным сигналом; не получится также применить его и в качестве аналогового ключа для биполярных сигналов. Эта проблема не возникает в ИМС на МОП-транзисторах (аналоговых ключах, например) – в них подложка соединена с выводом источника питания отрицательной полярности.

Еще один капкан для неосторожных – это тот факт, что напряжение пробоя затвор–исток (обычная величина ±20 В) меньше, чем напряжение пробоя сток–исток (оно изменяется в диапазоне от 20 до 1000 В). Это не имеет значения, если на затвор подаются сигналы возбуждения от низковольтной цифровой логики, однако транзистор мгновенно выйдет из строя, если на затвор ему подать сигнал со стока предыдущего МОП-транзистора с полной амплитудой напряжения стока.

И наконец, о защите затвора. В последнем разделе этой главы мы говорим о том, что все МОП-транзисторы исключительно чувствительны к электростатическим разрядам, вызывающим пробой изолирующего затвор окисла. В отличие от ПТ или других устройств с $p-n$-переходами, в которых лавинный ток перехода может безопасным образом разрядить возникшее перенапряжение, МОП-транзисторы необратимо повреждаются при однократном мгновенном пробое затвора. Поэтому очень полезно включать в цепь затвора последовательные резисторы сопротивлением 1–10 кОм, особенно там, где сигнал на затвор поступает с другой печатной платы. Это сильно уменьшает возможность повреждения транзистора, а также предотвращает перегрузку выхода предыдущей схемы, так как самый общий симптом такого рода повреждения состоит в том, что через затвор начинает проходить значительной величины постоянный ток. Еще одно, за чем необходимо следить – не оставить затвор МОП-транзистора неподключенным, так как он намного более подвержен пробою, когда на нем накапливается плавающий потенциал (нет цепи разряда статического электричества, которая в некоторой мере снижает опасность пробоя). Это может случиться неожиданно, если сигнал на затвор поступает с другой печатной схемы. В этом случае, т. е. там, где источник сигнал находится вне данной платы, лучше всего поставить в схему между затвором и истоком любого такого МОП-транзистора резистор (скажем, 100 кОм–1 МОм).

Сравнение сильноточных ключей на МОП-транзисторах и биполярных транзисторах. Мощные МОП-транзисторы в большинстве случаев являются хорошей заменой мощным биполярным транзисторам. Сегодня они при тех же параметрах стоят несколько больше, однако они проще в управлении и не подвержены вторичному пробою, ограничивающему область безопасной работы (см. рис. 3.66).

Помните, что МОП-транзистор во включенном состоянии ведет себя как малое сопротивление (а не как насыщенный биполярный транзистор). Это может оказаться выгодным, так как «напряжение насыщения» явным образом стремится к нулю при малых токах стока. Существует общее представление о том, что МОП-транзисторы не насыщаются так же при больших токах, однако наши исследования показали, что это представление глубоко ошибочно. В табл. 3.6 мы выбрали несколько сравнимых пар (биполярный $n-p-n$-транзистор и n-канальный МОП-транзистор) и выписали для них паспортные данные по $U_{КЭ\,нас}$ или $R_{СИ\,вкл}$. Слаботочный МОП-транзистор выглядит слабо в сравнении со своим биполярным собратом, однако в диапазоне 10–50 А, 0–100 В МОП-транзистор работает лучше. Обратите особое внимание на исключительно высокий ток базы, необходимый для того, чтобы биполярный транзистор вошел в глубокое насыщение – 10% и более от величины коллекторного тока (!) – в сравнении с 10 В смещения (ток нулевой), при которых обычно специфицируются

Таблица 3.6. Сравнение биполярных и МОП-транзисторов

Класс	Тип	$I_К$, $I_С$, А	$U_{нас}$, В (макс.)		$I_Б$, мА ($U_{ЗИ}$, В)	$C_{вых}$, пФ (10 В) макс.	Цена, долл. США за 100 шт.
			25 °С	125 °С			
60 В; 0,5 А	*npn*–2N4400	0,5	0,75	0,8	50	8	0,09
	*n*МОП–VN0610	0,5	2,5	4,5	(10)	25	0,43
60 В; 10 А	*npn*–2N3055	10	3	–	3,3	600	0,65
	*n*МОП–MTP3055A	10	1,5	2,3	(10)	300	0,57
100 В; 50 А	*npn*–2N6274	20	1	1,4	2	600	11,00
	*n*МОП–VNE003A	20	0,7	1,1	(10)	3000	12,50
400 В; 15 А	*npn*–2N6547	15	1,5	2,5	2	500	4,00
	*n*МОП–IRF350	15	3	6	(10)	900	12,60

данные на МОП-транзистор. Отметим также, что высоковольтные МОП-транзисторы (например, с $U_{СИ\,проб} > 200$ В) имеют как правило большее $R_{СИ\,вкл}$ и более высокие значения температурных коэффициентов, чем низковольтные устройства. Наряду с параметрами насыщения в таблице приведены значения емкостей, так как их величина у мощных МОП-транзисторов часто больше, чем у биполярных транзисторов с такой же токовой нагрузочной способностью; для некоторых схемных применений (особенно там, где важна скорость переключения) можно рассматривать произведение емкости на напряжение насыщения как показатель качества применяемого транзистора.

Запомните: мощные МОП-транзисторы можно использовать в качестве замены биполярных транзисторов в мощных линейных схемах, например в усилителях звуковой частоты и стабилизаторах напряжения (о последних мы будем говорить в гл. 6). Мощные МОП-транзисторы выпускаются также в виде *p*-канальных приборов, хотя среди *n*-канальных приборов их разновидностей гораздо больше.

Некоторые примеры мощных переключательных схем на МОП-транзисторах. На рис. 3.72 показаны три разных способа использования МОП-транзистора для управления мощностью постоянного тока, которая направляется в некоторую подсхему и подачу которой нам хотелось бы включать и выключать. Если мы имеем измерительный прибор с батарейным питанием, и измерения с его помощью производятся от случая к случаю, тогда можно применить схему *а*, которая отключает потребляющий значительную мощность микропроцессор на все время, пока измерения не проводятся. Здесь мы применили *p*-канальный МОП-ключ, переключаемый 5-вольтовым логическим сигналом. Эта «5-вольтовая логика» представляет собой цифровые КМОП-схемы, которые находятся в рабочем состоянии даже тогда, когда микропроцессор отключен (напомним: КМОП-логика имеет статическую мощность рассеяния, равную нулю). В гл. 14 мы предлагаем гораздо подробнее рассказать о такого рода схеме «отключения питания».

Вторая схема (рис. 3.72, *б*) переключает подачу в нагрузку питания +12 В при значительном токе нагрузки; это может быть радиопередатчик или что-то подобное. Поскольку у нас есть лишь 5-вольтовый диапазон логического сигнала, то для создания «полномасштабного» сигнала амплитудой 12 В, который будет управлять *p*-канальным МОП-вентилем, мы использовали слаботочный *n*-канальный ключ. Обратите внимание на высокое сопротивление резистора в цепи стока *n*-канального МОП-транзистора, что здесь совершенно оправдано, так как ток в цепи затвора *p*-канального МОП-вентиля не течет (даже при полном токе через ключ 10 А) и нам не требуется высокая скорость переключения в такого рода применениях.

Третья схема *в*) является развитием схемы *б*) и содержит схему на *p–n–p*-транзисторе, ограничивающую ток короткого замыкания. Применять такую защиту в схемах с большой потребляемой мощностью всегда полезно, поскольку короткое замыкание такого рода весьма вероятно,

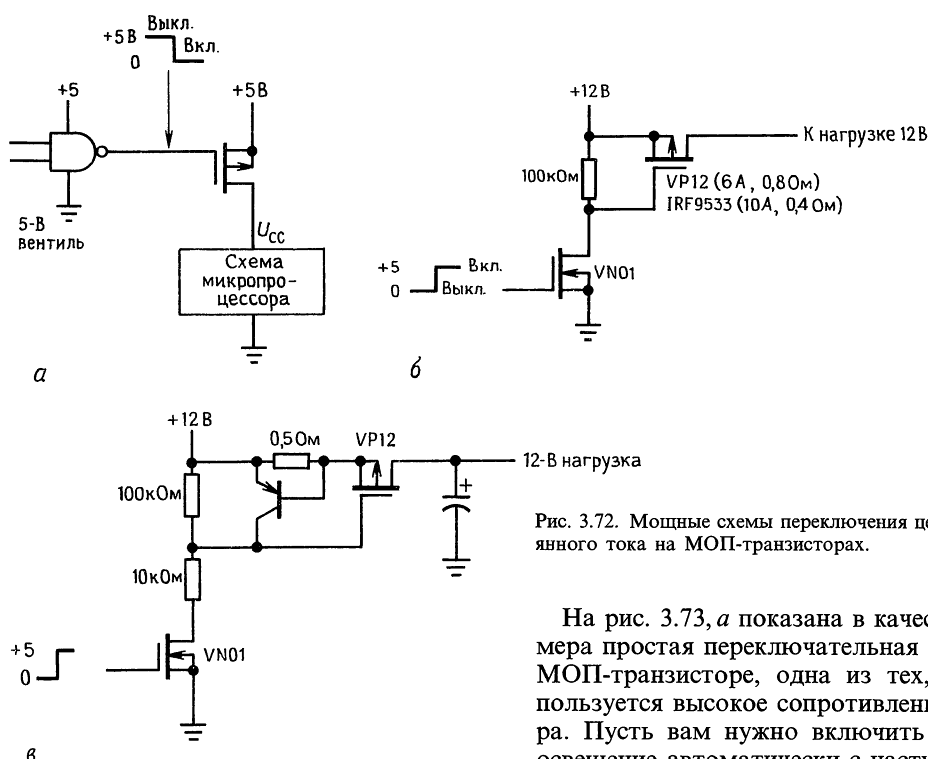


Рис. 3.72. Мощные схемы переключения цепей постоянного тока на МОП-транзисторах.

особенно при макетных испытаниях. В этом случае схема ограничения тока предотвращает также возникающий на короткий момент при подаче +12 В в нагрузку резкий всплеск тока короткого замыкания через первоначально незаряженный конденсатор. Попытайтесь понять, как работает эта схема ограничения тока.

Упражнение 3.21. Как работает схема ограничения тока? Какова максимальная величина тока, пропускаемая ей в нагрузку? Для чего резистор в цепи стока *n*-канального МОП-транзистора разделен на два?

Ограниченная величина напряжения пробоя затвора МОП-транзисторов (обычно ±20 В) может создать здесь реальную проблему, если вы попытаетесь заставить эту схему работать от источника питания с более высоким напряжением. В этом случае можно заменить резистор 100 кОм на 10 кОм (что позволит работать при питании до 40 В) или выбрать другое приемлемое соотношение номиналов двух схемных резисторов, такое чтобы напряжение возбуждения затвора VP12 всегда было меньше 20 В.

На рис. 3.73, *а* показана в качестве примера простая переключательная схема на МОП-транзисторе, одна из тех, где используется высокое сопротивление затвора. Пусть вам нужно включить уличное освещение автоматически с наступлением темноты. Показанный на схеме фоторезистор имеет при солнечном освещении низкое сопротивление, а в темноте – высокое. Он образует часть резистивного делителя напряжения, непосредственно возбуждающего затвор транзистора (нагрузка делителя по постоянному току отсутствует!). Освещение включается, когда напряжение на затворе достигает величины, обеспечивающей ток стока, достаточный для включения реле. Внимательный читатель может заметить, что эта схема не особенно точна и стабильна; тут все в порядке, поскольку сопротивление фоторезистора при наступлении темноты изменяется колоссальным образом (скажем, с 10 кОм до 10 МОм). При этом малая точность и стабильность порога означает лишь то, что свет может включиться несколькими минутами раньше или позже. Заметим, что в течение времени, пока смещение затвора медленно нарастает, превысив пороговое значение, на МОП-транзисторе будет рассеиваться некоторая мощность, так как при этом он

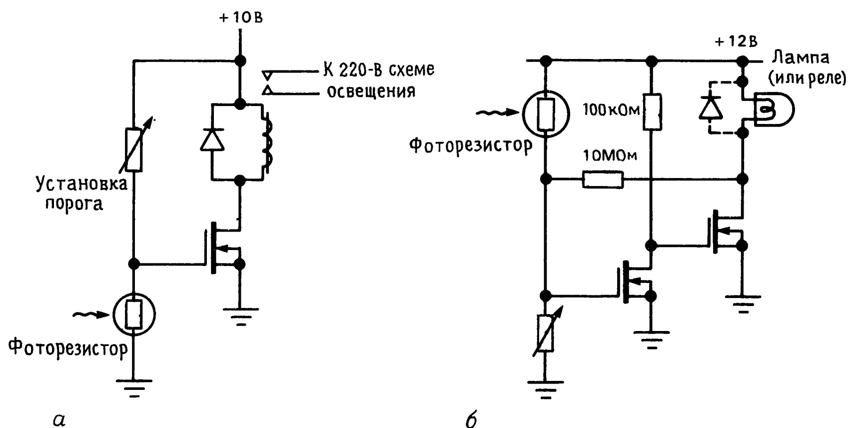


Рис. 3.73. Мощные переключатели, работающие от окружающего освещения.

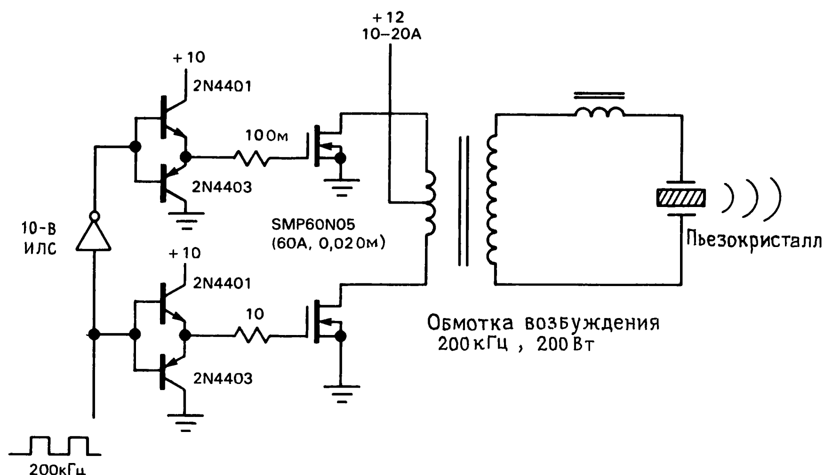


Рис. 3.74. Мощный возбудитель пьезокристалла на МОП-транзисторах.

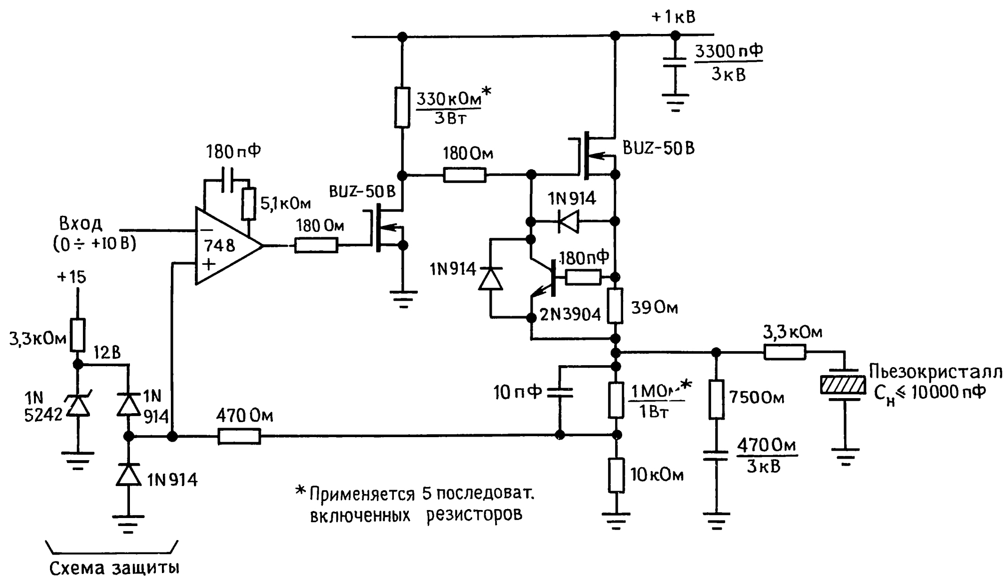


Рис. 3.75. Возбудитель пьезокристалла малой мощности на 1 кВ.

работает в линейном режиме. Эту проблему устраняет схема на рис. 3.73, *б*, где пара каскадно включенных МОП-транзисторов обеспечивает намного более высокий коэффициент усиления, чему способствует также некоторая положительная обратная связь через резистор 10 МОм; этот последний заставляет схему при достижении порога регенеративным образом опрокидываться.

На рис. 3.74 дана реально работающая схема на мощном МОП-транзисторе – 200-ваттный усилитель для возбуждения погруженного в воду электрического преобразователя с частотой 200 кГц. Здесь мы использовали пару больших *n*-канальных МОП-транзисторов, включающихся и выключающихся попеременно, так что в первичной обмотке (высокочастотного) трансформатора создается сигнал возбуждения переменного тока. Биполярные двухтактные схемы возбуждения затворов с небольшими резисторами в цепях затворов необходимы для того, чтобы исключить емкостную нагрузку, так как МОП-транзисторы должны полностью включаться за время несколько меньше 1 мкс.

И наконец, на рис. 3.75 мы представили пример линейной схемы на мощных МОП-транзисторах. Керамические пьезоэлектрические преобразователи часто используются в оптических системах для осуществления небольших управляемых перемещений; например, в адаптивной оптике можно применить пьезоэлектрически управляемое «эластичное зеркало» для компенсации локальных изменений коэффициента преломления атмосферы. Пьезопреобразователи прекрасно ведут себя в эксплуатации благодаря своей высокой износостойкости. К несчастью, чтобы вызвать в них заметные перемещения, требуется напряжение не ниже киловольта. Кроме того, они имеют очень высокую емкость (типичное значение 0,01 мкФ и более) и механический резонанс в килогерцевом диапазоне, а потому как нагрузка они отвратительны. Нам требовалось множество таких силовых усилителей, которые по тем или иным причинам обошлись бы нам по несколько тысяч долларов каждый, если бы мы их покупали. Мы решили свои проблемы представленной здесь схемой. BUZ-50 B – это недорогой (4 долл.) МОП-транзистор, хорошо подходящий для работы при 1 кВ и 2 А. Первый транзистор – инвертирующий усилитель с общим истоком, возбуждающий истоковый повторитель. На *n–p–n*-транзисторе собран токовый ограничитель; это может быть низковольтное устройство, поскольку он привязан к потенциалу выхода и плавает вместе с ним. У этой схемы есть одна не бросающаяся в глаза особенность – по сути это пушпульная схема, хотя она и выглядит как однополярная. Необходим достаточно большой ток (определите, какой величины?), чтобы обеспечить «накачку» 10 000 пФ со скоростью где-то около 2 В/мкс; выходной транзистор может обеспечить подачу такого тока, однако резистор в нижнем плече не обеспечит его отвод (вернитесь к разд. 2.15, где мы мотивировали необходимость пушпульной схемы для решения подобной же проблемы). В данной схеме выходной транзистор обеспечивает второй такт (прием тока) через диод, включенный между истоком и затвором! Остальная часть схемы обеспечивает обратную связь (с помощью ОУ) – тема, которую мы запретили себе трогать до следующей главы; в данном случае магическая обратная связь делает всю схему в целом линейной (100 В выхода на 1 В входа), тогда как в ее отсутствие выходное напряжение зависело бы от (нелинейной) характеристики $I_С - U_{ЗИ}$ входного транзистора.

3.15. Необходимые предосторожности в обращении с МОП-транзисторами

Затвор МОП-транзистора изолирован от канала слоем стекла (SiO_2) толщиной в несколько тысяч ангстрем (1 Å = 0,1 нм). В результате мы имеем очень высокое сопротивление, но не имеем резистивной или полупроводниковой цепи для стока заряда статического электричества по мере его накопления. В классической ситуации вы берете МОП-транзистор (или МОП-транзисторную ИМС) в руку, под-

Таблица 3.7. Типичные значения электростатического напряжения (по данным из справочника фирмы Motorola по мощным МОП-транзисторам)

Механизм	Электростатическое напряжение, В	
	Влажность 10–20%	Влажность 65–90%
Ходьба по ковру	35 000	1 500
Ходьба по линолеуму	12 000	250
Работа на электромонтажном столе	6 000	100
Одевание кембриковых трубок	7 000	600
Пластиковые пакеты	20 000	1 200
Работа на стуле с обтяжкой	18 000	1 500

ходите к схеме, вставляете устройство в разъем, включаете питание, и все это только для того, чтобы обнаружить – МОП-транзистор мертв. А убили его вы сами! Вам следовало взяться другой рукой за печатную схему, прежде чем вставлять в нее устройство. Таким образом был бы снят ваш статический заряд, который зимой может достигать нескольких тысяч вольт. МОП-транзистор не любит, когда его «стукает током». Как проводник статического электричества вы представляете собой последовательное соединение конденсатора 100 пФ и резистора около 1,5 кОм; зимой этот конденсатор может зарядиться до 10 кВ и более от трения подошв о пушистый ковер (даже простое движение руки в рукаве рубашки или свитера может дать напряжение в несколько киловольт; см. табл. 3.7).

Хотя любое полупроводниковое устройство можно вывести из строя хорошей искрой, однако устройства на МОП-транзисторах особенно чувствительны к пробою, поскольку энергия, запасаемая в емкости затвор – канал, при достижении напряжения пробоя становится достаточной для того, чтобы пробить отверстие в тонком слое изоляции затвора. (Если эта искра проскакивает от вашего пальца, то ваши 100 пФ лишь вносят дополнительный вклад в этот процесс.) Рис. 3.76 (взятый из серии тестовых испытаний мощного МОП-транзистора на стойкость к электростатическому разряду) показывает, какого рода неприятности могут произойти. Назвать это «пробоем затвора» было бы ошибкой; ближе к получаемой картине будет выразительный термин «прободение».



Рис. 3.76. Сканирующая электронная микрофотография высокого разрешения (× 1200) 6-амперного МОП-транзистора, разрушенного зарядом в 1 кВ, от «эквивалента человеческого тела» (1,5 кОм, включенного последовательно с емкостью 100 пФ), приложенного к его затвору. (С разрешения фирмы Motorola, Inc.).

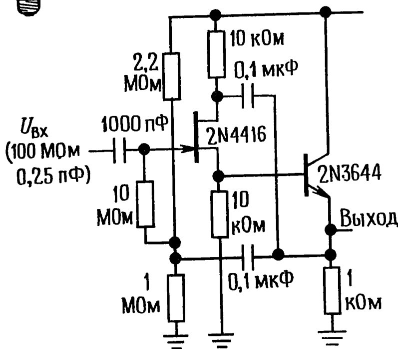
В электронной промышленности проблема электростатического разряда стоит очень серьезно. Возможно, она является лидирующей среди причин, по которым на выходе линии сборки появляются неработоспособные полупроводниковые устройства. На данную тему написаны целые книги, и вы может с ними ознакомиться. МОП-приборы, так же как и другие чувствительные к электростатике полупроводниковые устройства (а сюда относятся почти все они; например, всего в 10 раз большее, чем МОП-транзисторы, напряжение выдерживает биполярный транзистор), можно перевозить в проводящей фольге или упаковке. Следует также быть осторожными при работе с паяльником и т. д. Лучше всего заземлять корпуса паяльников, крышки столов и т. п., а также пользоваться проводящим браслетом. Кроме того, можно использовать «антистатические» покрытие пола, обивку мебели и даже одежду (например,

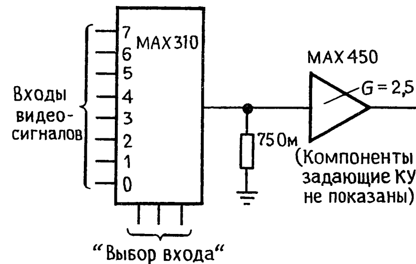
антистатический халат из ткани, содержащей 2% стального волокна). Хорошая организация рабочего помещения и процесса производства включает регулировку влажности, применение ионизаторов воздуха (которые делают воздух в слабой степени электропроводным, что препятствует накоплению зарядов на предметах), а также обученный персонал. Если этого нет, то зимой степень выхода годных изделий катастрофически падает.

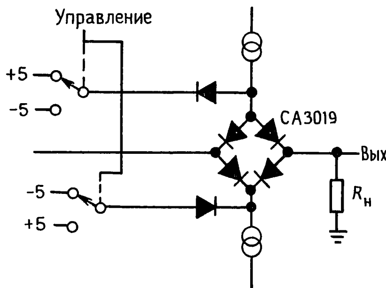
Как только устройство впаяно на свое место в схеме, шансы на его повреждение резко падают, тем более что многие МОП-транзисторные устройства (такие, например, как логические КМОП-устройства, но не мощные МОП-транзисторы) имеют предохранительные диоды во входных цепях затворов. Хотя цепи внутренней защиты, состоящие из резисторов и обратно включенных (иногда зенеровских) диодов, несколько ухудшают параметры, часто их все же надо применять для уменьшения риска повреждения статическим электричеством. В случае незащищенных устройств, например мощных МОП-транзисторов, устройства с малой площадью затвора (слаботочные) подвергаются наибольшей опасности повреждения, поскольку их малая входная емкость легко заряжается до высокого напряжения, когда она входит в контакт с заряженной емкостью человека 100 пФ. Наш собственный опыт работы с МОП-транзистором VN13, имеющим малую площадь затвора, был настолько удручающим, что мы больше не используем его в промышленных разработках.



Удачные схемы







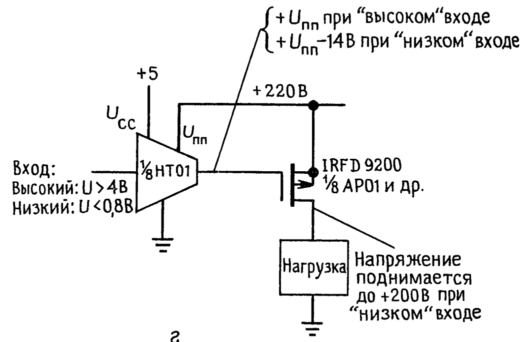


Рис. 3.77. *а* – повторитель с большим входным сопротивлением; *б* – видеомультиплексор на МОП-транзисторах с усилителем, компенсирующим потери на $R_{вкл}$; *в* – переключение сигнала с использованием диодного моста – альтернатива полевым транзисторам; *г* – логический переключатель для *р*-канального высоковольтного ключа (НТ01 – преобразователь уровня ТТЛ в высокое напряжение фирмы Supertex; 8 в одном корпусе).

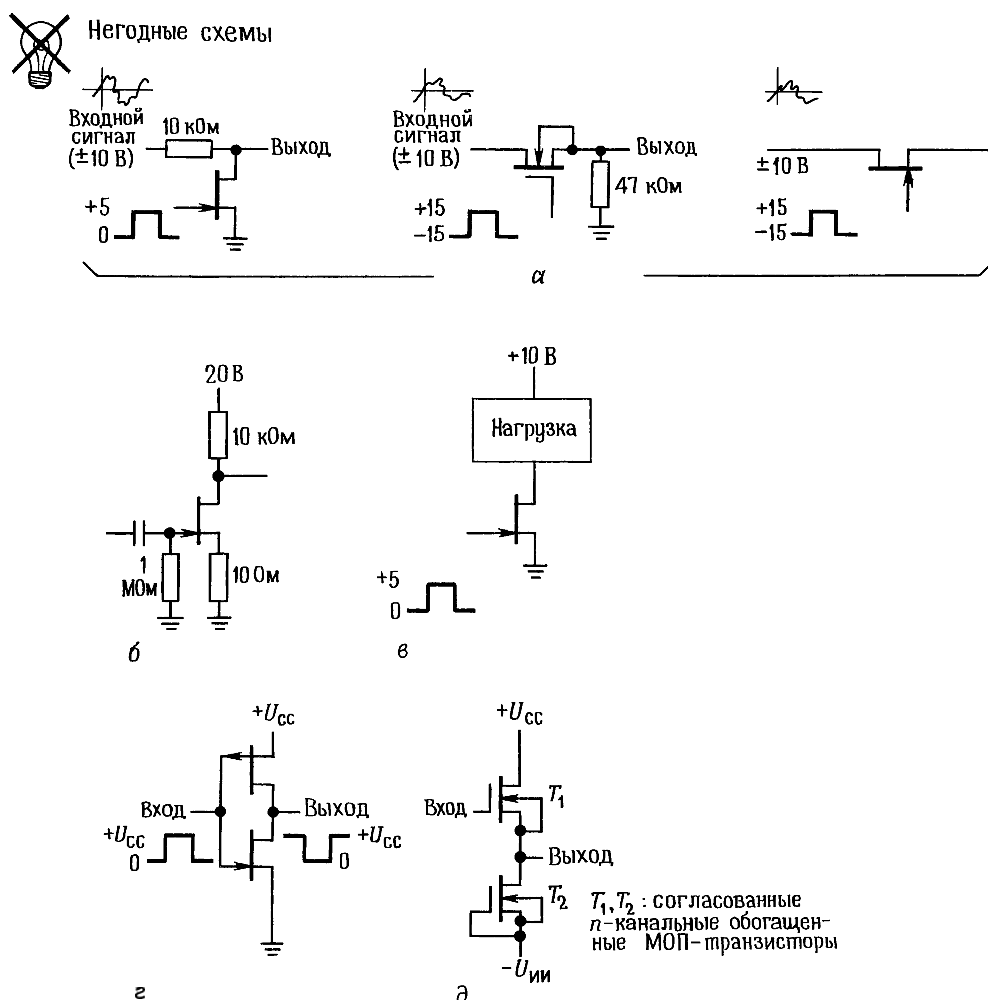


Рис. 3.78. *а* – аналоговые ключи; *б* – усилитель с коэффициентом усиления 1000; *в* – логический ключ; *г* – комплементарный инвертор на ПТ с *p*–*n*-переходом; *д* – повторитель с нулевым сдвигом.

Трудно переоценить проблему повреждения затвора МОП-транзистора вследствие его пробоя статическим электричеством. К счастью, разработчики МОП-транзисторов осознают серьезность этой проблемы и отвечают на нее новыми разработками с более высоким напряжением пробоя затвор – исток. Например, фирма Motorola выпустила новую серию «ТМОП IV» с напряжением пробоя затвор – исток ±50 В.

СХЕМЫ, НЕ ТРЕБУЮЩИЕ ПОЯСНЕНИЙ

3.16. Удачные схемы

На рис. 3.77 представлена подборка хороших схем на ПТ.

3.17. Негодные схемы

На рис. 3.78 дана подборка некорректных схемных идей; в некоторых из этих схем имеются кое-какие тонкости. Можно многому научиться, разбираясь, почему эти схемы не будут работать.

ГЛАВА 4

ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ И ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

ВВЕДЕНИЕ

Понятие «обратная связь» (ОС) относится к числу распространенных, оно давно вышло за рамки узкой области техники и употребляется сейчас в широком смысле. В системах управления обратная связь используется для сравнения выходного сигнала с заданным значением и выполнения соответствующей коррекции. В качестве «системы» может выступать что угодно, например процесс управления движущимся по дороге атомобилем – за выходными данными (положением машины и ее скоростью) следит водитель, который сравнивает их с ожидаемыми значениями и соответственно корректирует входные данные (с помощью руля, переключателя скоростей, тормоза). В усилительной схеме выходной сигнал должен быть кратен входному, поэтому в усилителе с обратной связью входной сигнал сравнивается с определенной частью выходного сигнала.

4.01. Предварительные сведения об обратной связи

Отрицательная обратная связь – это процесс передачи выходного сигнала обратно на вход, при котором погашается часть входного сигнала. Может показаться, что это глупая затея, которая приведет лишь к уменьшению коэффициента усиления. Именно такой отзыв получил Гарольд С. Блэк, который в 1928 г. попытался запатентовать отрицательную обратную связь. «К нашему изобретению отнеслись так же, как к вечному двигателю» (журнал *IEEE Spectrum* за декабрь 1977 г.). Действительно, отрицательная обратная связь уменьшает коэффициент усиления, но при этом она улучшает другие параметры схемы, например устраняет искажения и нелинейность, сглаживает частотную характеристику (приводит ее в соответствие с нужной характеристикой), делает поведение схемы предсказуемым. Чем глубже отрицательная обратная связь, тем меньше внешние характеристики усилителя зависят от характеристик усилителя с разомкнутой обратной связью (без ОС), и в конечном счете оказывается, что они зависят только от свойств самой схемы ОС. Операционные усилители обычно используют в режиме глубокой обратной связи, а коэффициент усиления по напряжению в разомкнутой петле ОС (без ОС) достигает в этих схемах миллиона.

Цепь ОС может быть частотно-зависимой, тогда коэффициент усиления будет определенным образом зависеть от частоты (примером может служить предусилитель звуковых частот в проигрывателе со стандартом RIAA); если же цепь ОС является амплитудно-зависимой, то усилитель обладает нелинейной характеристикой (распространенным примером такой схемы служит логарифмический усилитель, в котором в цепи ОС используется логарифмическая зависимость напряжения $U_{БЭ}$ от тока $I_К$ в диоде или транзисторе). Обратную связь можно использовать для формирования источника тока (выходной импеданс близок к бесконечности) или источника напряжения (выходной импеданс близок к нулю), с ее помощью можно получить очень большое или очень малое входное сопротивление. Вообще говоря, тот параметр, по которому вводится обратная связь, с ее помощью улучшается. Например, если для обратной связи использовать сигнал, пропорцио-

нальный выходному току, то получим хороший источник тока.

Обратная связь может быть и *положительной*; ее используют, например в генераторах. Как ни странно, она не столь полезна, как отрицательная ОС. Скорее она связана с неприятностями, так как в схеме с отрицательной ОС на высокой частоте могут возникать достаточно большие сдвиги по фазе, приводящие к возникновению положительной ОС и нежелательным автоколебаниям. Для того чтобы эти явления возникли, не нужно прикладывать большие усилия, а вот для предотвращения нежелательных автоколебаний прибегают к методам коррекции, о которых мы немного поговорим в конце этой главы.

После этих общих замечаний рассмотрим несколько примеров использования обратной связи в операционных усилителях.

4.02. Операционные усилители

В большинстве случаев, рассматривая схемы с обратной связью, мы будем иметь дело с операционными усилителями. Операционный усилитель (ОУ)–это дифференциальный усилитель постоянного тока с очень большим коэффициентом усиления и несимметричным выходом. Прообразом ОУ может служить классический дифференциальный усилитель (разд. 2.18) с двумя входами и несимметричным выходом; правда, следует отметить, что реальные операционные усилители обладают значительно более высокими коэффициентами усиления (обычно порядка 10^5–10^6) и меньшими выходными импедансами, а также допускают изменение выходного сигнала почти в полном диапазоне питающего напряжения (обычно используют расщепленные источники питания ±15 В). Промышленность выпускает сейчас сотни типов операционных усилителей; условное обозначение, принятое для всех типов, представлено на рис. 4.1; входы обозначают (+) и (−), и работают они, как можно догадаться, следующим образом: выходной сигнал изменяется в положительном направлении,

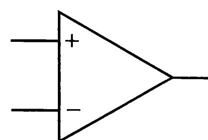


Рис. 4.1.

когда потенциал на входе (+) становится более положительным, чем потенциал на входе (−), и наоборот. Символы «+» и «−» не означают, что на одном входе потенциал всегда должен быть более положительным, чем на другом; эти символы просто указывают относительную фазу выходного сигнала (это важно, если в схеме используется отрицательная ОС). Во избежание путаницы лучше называть входы «инвертирующий» и «неинвертирующий», а не вход «плюс» и вход «минус». На схемах часто не показывают подключение источников питания к ОУ и вывод, предназначенный для заземления. Операционные усилители обладают колоссальным коэффициентом усиления по напряжению и *никогда* (за редким исключением) не используются без обратной связи. Можно сказать, что операционные усилители созданы для работы с обратной связью. Коэффициент усиления схемы без обратной связи так велик, что при наличии замкнутой петли ОС характеристики усилителя зависят только от схемы обратной связи. Конечно, при более подробном изучении должно оказаться, что такое обобщенное заключение справедливо не всегда. Начнем мы с того, что просто рассмотрим, как работает операционный усилитель, а затем по мере необходимости будем изучать его более тщательно.

Промышленность выпускает буквально сотни типов операционных усилителей, которые обладают различными преимуществами друг перед другом (загляните в табл. 4.1, если вам не терпится окинуть взглядом это море возможностей). Повсеместное распространение получила очень хорошая схема типа LF411 (или просто «411»), представленная на рынок фирмой National Semiconductor. Как и все операционные усилители, она представляет собой крошечный элемент, размещенный в миниатюрном корпусе с двух-

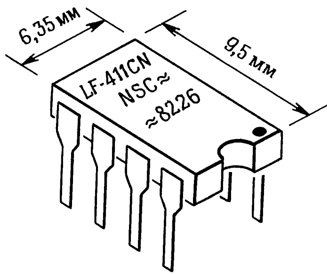


Рис. 4.2. Интегральная схема в корпусе мини-DIP с двухрядным расположением выводов.

рядным расположением выводов; ее внешний вид показан на рис. 4.2. Эта схема недорога и удобна в обращении; промышленность выпускает улучшенный вариант этой схемы (LF411A), а также элемент, размещенный в миниатюрном корпусе и содержащий два независимых операционных усилителя (схема типа LF412, которую называют также «сдвоенный» операционный усилитель). В дальнейшем в этой главе мы будем использовать схему типа LF411 как стандарт операционного усилителя, мы также рекомендуем вам эту схему в качестве хорошей начальной ступени в разработке электронных схем.

Схема типа 411 – это кристалл кремния, содержащий 24 транзистора (21 биполярный транзистор, 3 полевых транзистора, 11 резисторов и 1 конденсатор). На рис. 4.3 показано соединение с выводами корпуса. Точка на крышке корпуса и выемка на его торце служат для обозначения точки отсчета при нумерации выводов. В большинстве корпусов электронных схем нумерация выводов осуществляется в направлении против часовой стрелки со стороны крышки корпуса. Выводы «установка нуля» (или «баланс», «регулировка») служат для устранения небольшой асимметрии, возможно в операционном усилителе. Речь об этом пойдет позже в этой главе.

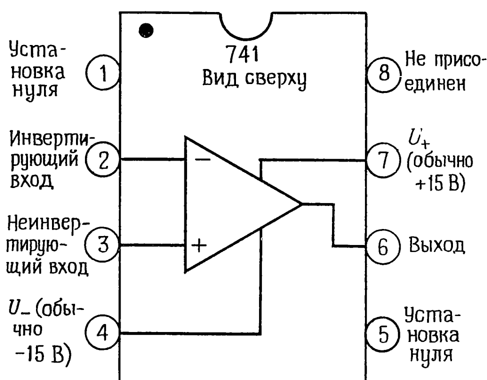


Рис. 4.3.

4.03. Важнейшие правила

Сейчас мы познакомимся с важнейшими правилами, которые определяют поведение операционного усилителя, охваченного петлей обратной связи. Они справедливы почти для всех случаев жизни.

Во-первых, операционный усилитель обладает таким большим коэффициентом усиления по напряжению, что изменение напряжения между входами на несколько долей милливольта вызывает изменение выходного напряжения в пределах его полного диапазона, поэтому не будем рассматривать это небольшое напряжение, а сформулируем правило I:

I. Выход операционного усилителя стремится к тому, чтобы разность напряжений между его входами была равна нулю.

Во-вторых, операционный усилитель потребляет очень небольшой входной ток (ОУ типа LF411 потребляет 0,2 нА; ОУ со входами на полевых транзисторах – порядка пикоампер); не вдаваясь в более глубокие подробности, сформулируем правило II:

II. Входы операционного усилителя ток не потребляют.

Здесь необходимо дать пояснение: правило I не означает, что операционный усилитель действительно изменяет напряжение на своих входах. Это невозможно. (Это было бы несовместимо с правилом II.) Операционный усилитель «оценивает» состояние входов и с помощью внешней схемы ОС передает напряжение с выхода на вход, так что в результате разность напряжений между входами становится равной нулю (если это возможно).

Эти правила создают достаточную основу для рассмотрения схем на опера-

ционных усилителях. О предосторожностях, которые необходимо соблюдать при работе с ОУ, мы поговорим в разд. 4.08, после того как рассмотрим основные схемы включения ОУ.

ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

4.04. Инвертирующий усилитель

Рассмотрим схему на рис. 4.4. Проанализировать ее будет нетрудно, если вспомнить сформулированные выше правила:

1. Потенциал точки B равен потенциалу земли, следовательно, согласно правилу I, потенциал точки A также равен потенциалу земли.
2. Это означает, что: а) падение напряжения на резисторе R_2 равно $U_{\text{вых}}$, б) падение напряжения не резисторе R_1 равно $U_{\text{вх}}$.
3. Воспользовавшись теперь правилом II, получим $U_{\text{вых}}/R_2 = -U_{\text{вх}}/R_1$, или коэффициент усиления по напряжению $= U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = -R_2/R_1$. Позже вы узнаете, что чаще всего точку B лучше заземлять не непосредственно, а через резистор. Однако сейчас это не имеет для вас значения.

Итак, анализ схемы на ОУ оказался даже чересчур простым. Он, правда, не позволяет судить о том, что на самом деле происходит в схеме. Для того чтобы понять, как работает обратная связь, представим себе, что на вход подан некоторый уровень напряжения, скажем 1 В. Для конкретизации допустим, что резистор R_1 имеет сопротивление 10 кОм, а резистор R_2 - 100 кОм. Теперь представим себе, что напряжение на выходе решило выйти из повиновения и стало равно 0 В.

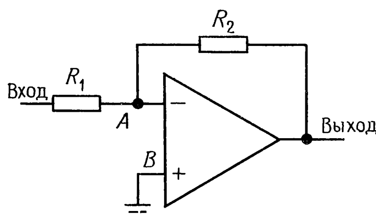


Рис. 4.4. Инвертирующий усилитель.

Что произойдет? Резисторы R_1 и R_2 образуют делитель напряжения, с помощью которого потенциал инвертирующего входа поддерживается равным 0,91 В. Операционный усилитель фиксирует рассогласование по входам, и напряжение на его выходе начинает уменьшаться. Изменение продолжается до тех пор, пока выходное напряжение не достигнет значения −10 В, в этот момент потенциалы входов ОУ станут одинаковыми и равными потенциалу земли. Аналогично, если напряжение на выходе начнет уменьшаться и дальше и станет более отрицательным, чем −10 В, то потенциал на инвертирующем входе станет ниже потенциала земли, в результате выходное напряжение начнет расти.

Как определить входной импеданс рассматриваемой схемы? Оказывается, просто. Потенциал точки A всегда равен 0 В (так называемое *мнимое заземление*, или квазинуль сигнала). Следовательно, $Z_{\text{вх}} = R_1$. Пока вы еще не знаете, как подсчитать выходной импеданс; для этой схемы он равен нескольким долям ома.

Следует отметить, что полученные результаты справедливы и для сигналов постоянного тока - схема представляет собой усилитель постоянного тока. Поэтому, если источник сигнала смещен относительно земли (источником является, например, коллектор предыдущего каскада), у вас может возникнуть желание использовать для связи каскадов конденсатор (иногда такой конденсатор называют блокирующим, так как он блокирует сигнал постоянного тока, а передает сигнал переменного тока). Немного позже (когда речь пойдет об отклонениях характеристик ОУ от идеальных), вы узнаете, что в тех случаях, когда интерес представляют только сигналы переменного тока, вполне допустимо использовать блокирующие конденсаторы.

Схема, которую мы рассматриваем, называется *инвертирующим усилителем*. Недостаток этой схемы состоит в том, что она обладает малым входным импедансом, особенно для усилителей с большим коэффициентом усиления по напряжению (при замкнутой цепи ОС), в которых ре-

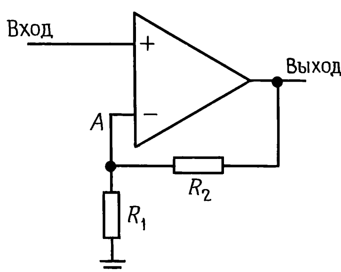


Рис. 4.5. Неинвертирующий усилитель.

зистор R_1, как правило, бывает небольшим. Этот недостаток устраняет схема, представленная на рис. 4.5.

4.05. Неинвертирующий усилитель

Рассмотрим схему на рис. 4.5. Анализ ее крайне прост: $U_A = U_{вх}$. Напряжение U_A снимается с делителя напряжения: $U_A = U_{вых}R_1/(R_1 + R_2)$. Если $U_A = U_{вх}$, то коэффициент усиления $= U_{вых}/U_{вх} = 1 + R_2/R_1$. Это *неинвертирующий усилитель*. В приближении, которым мы воспользуемся, входной импеданс этого усилителя бесконечен (для ОУ типа 411 он составляет 10^{12} Ом и больше, для ОУ на биполярных транзисторах обычно превышает 10^8 Ом). Выходной импеданс, как и в предыдущем случае, равен долям ома. Если, как в случае с инвертирующим усилителем, мы внимательно рассмотрим поведение схемы при изменении напряжения на входах, то увидим, что она работает, как обещано.

Эта схема также представляет собой усилитель постоянного тока. Если источник сигнала и усилитель связаны между собой по переменному току, то для входного тока (очень небольшого по величине) нужно предусмотреть заземление, как показано на рис. 4.6. Для представленных на схеме величин компонентов коэффициент усиления по напряжению равен 10, а точке −3 дБ соответствует частота 16 Гц.

Усилитель переменного тока. Если усиливаются только сигналы переменного тока, то можно уменьшить коэффициент усиления для сигналов постоянного тока до единицы, особенно если усилитель обладает большим коэффициентом усиления по напряжению. Это позволяет уменьшить влияние всегда существующего конечного «приведенного ко входу напряжения сдвига». Для схемы, представленной на рис. 4.7, точке −3 дБ соответствует частота 17 Гц; на этой частоте импеданс конденсатора равен 2,0 кОм. Обратите внимание, что конденсатор должен быть большим. Если для построения усилителя переменного тока использовать неинвертирующий усилитель с большим усилением, то конденсатор может оказаться чрезмерно большим. В этом случае лучше обойтись без конденсатора и настроить напряжение сдвига так, чтобы оно было равно нулю (этот вопрос мы рассмотрим позже в разд. 4.12). Можно воспользоваться другим методом – увеличить сопротивления резисторов R_1 и R_2 и использовать *Т*-образную схему делителя (разд. 4.18).

Несмотря на высокий входной импеданс, к которому всегда стремятся разработчики, схеме неинвертирующего усилителя не всегда отдают предпочтение перед схемой инвертирующего усилителя. Как

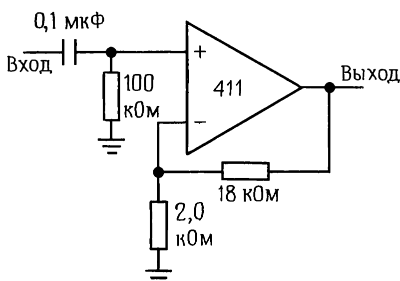


Рис. 4.6.

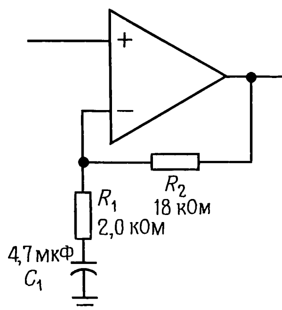


Рис. 4.7.

мы увидим в дальнейшем, инвертирующий усилитель не предъявляет столь высоких требований к ОУ и, следовательно, обладает несколько лучшими характеристиками. Кроме того, благодаря мнимому заземлению удобно комбинировать сигналы без их взаимного влияния друг на друга. И наконец, если рассматриваемая схема подключена к выходу (стабильному) другого ОУ, то величина входного импеданса для вас безразлична – это может быть 10 кОм или бесконечность, так как в любом случае предыдущий каскад будет выполнять свои функции по отношению к последующему.

4.06. Повторитель

На рис. 4.8 представлен повторитель, подобный эмиттерному, на основе операционного усилителя. Он представляет собой не что иное, как неинвертирующий усилитель, в котором сопротивление резистора R_1 равно бесконечности, а сопротивление резистора R_2 – нулю (коэффициент усиления = 1). Существуют специальные операционные усилители, предназначенные для использования только в качестве повторителей, они обладают улучшенными характеристиками (в основном более высоким быстродействием), примером такого операционного усилителя является схема типа LM310 или OPA633, а также схемы упрощенного типа, например схема типа TL068 (она выпускается в транзисторном корпусе с тремя выводами).

Усилитель с единичным коэффициентом усиления называют иногда буфером, так как он обладает изолирующими свойствами (большим входным импедансом и малым выходным).

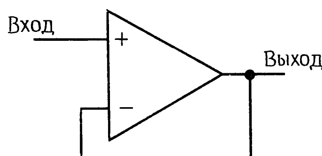


Рис. 4.8. Повторитель.

4.07. Источники тока

На рис. 4.9 изображена схема, которая является хорошим приближением к идеальному источнику тока, без сдвига напряжения $U_{БЭ}$, характерного для транзисторного источника тока. Благодаря отрицательной ОС на инвертирующем входе поддерживается напряжение $U_{вх}$, под действием которого через нагрузку протекает ток $I = U_{вх}R$. Основной недостаток этой схемы состоит в том, что нагрузка является «плавающей» (она не заземлена). С помощью такого источника тока нельзя, например, получить пригодный к использованию пилообразный сигнал, напряжение которого отсчитывалось бы относительно потенциала земли. Этот недостаток можно преодолеть, если, например, всю схему (источники питания и все остальное) сделать «плавающей», а нагрузку заземлить (рис. 4.10). Штриховой линией обведен рассмотренный выше

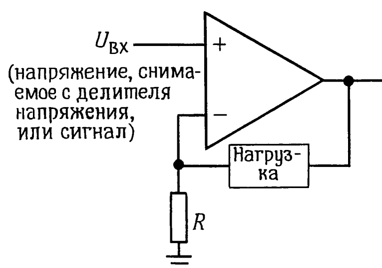


Рис. 4.9.

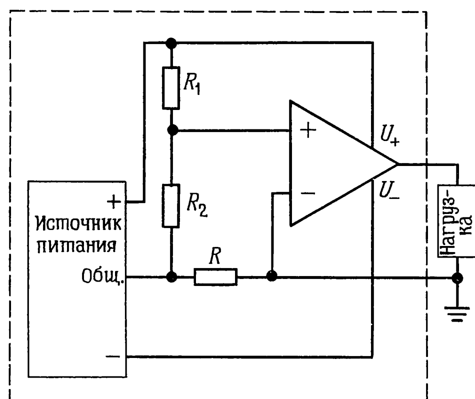


Рис. 4.10. Источник тока с заземленной нагрузкой и плавающим источником питания.

источник тока с источниками питания. Резисторы R_1 и R_2 образуют делитель напряжения для установки тока. Чтобы вид этой схемы не смущал вас, напомним, что «земля»-это понятие относительное. Любую точку в схеме можно назвать «землей». Представленную схему используют для формирования токов, протекающих через заземленную нагрузку, но ее существенный недостаток в том, что управляющий вход является плавающим, это значит, что выходной ток нельзя задать (запрограммировать) с помощью входного напряжения, отсчитываемого от потенциала земли. Методы устранения этого недостатка изложены в той части гл. 6, где рассматриваются источники питания постоянного тока.

Источники тока для заземленных нагрузок. С помощью операционного усилителя и подключенного к нему транзистора можно построить простой и высококачественный источник тока для заземленной нагрузки; небольшое дополнение к схеме операционного усилителя позволяет использовать на управляющем входе напряжение, измеряемое относительно земли (рис. 4.11). В первой схеме обратная связь создает на резисторе R падение напряжения, равное $U_{КК} - U_{вх}$, которое в свою очередь порождает эмиттерный ток (а следовательно, и выходной ток), равный $I_Э = (U_{КК} - U_{вх})/R$. При работе с этой схемой не приходится беспокоиться о напряжении $U_{БЭ}$ и его изменениях, связанных с изменениями температуры, $I_К$, $U_{КЭ}$ и т. п. Несовершенство этого источника тока (не будем принимать во внимание ошибки ОУ: $I_{см}$, $U_{сдв}$) проявляется лишь в том, что небольшой базовый ток может немного изменяться в зависимости от напряжения $U_{КЭ}$ (предполагаем, что операционный усилитель не потребляет входной ток); этот недостаток-небольшая плата за возможность использования заземленной нагрузки; если в качестве транзистора T_1 использовать составной транзистор Дарлингтона, то погрешность будет существенно уменьшена. Погрешность возникает в связи с тем, что операционный усилитель стабилизирует *эмиттерный* ток, а в нагрузку поступает *коллекторный* ток. Если в этой схеме вместо биполярного использовать полевой транзистор, то проблема будет полностью решена, так как затвор полевого транзистора тока не потребляет.

В рассматриваемой схеме выходной ток пропорционален величине, на которую напряжение, приложенное к неинвертирующему входу операционного усилителя, ниже, чем напряжение питания $U_{КК}$; иными словами, напряжение, с помощью которого программируется работа схемы, измеряется относительно напряжения питания $U_{КК}$, и все будет в порядке, если напряжение $U_{вх}$ является фиксированным и формируется с помощью делителя напряжения; если же напряжение на вход должно подаваться от внешнего источника, то возможны неприятности. Этого недостатка лишена вторая схема, в кото-

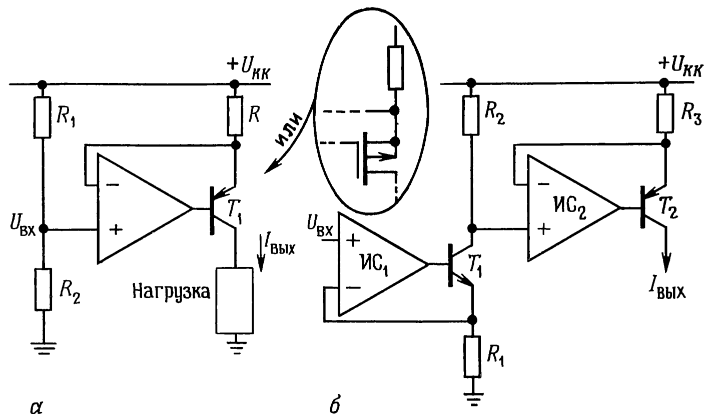


Рис. 4.11. Источники тока с заземленными нагрузками, не требующие плавающего источника питания.

рой аналогичный первый источник тока с транзистором *n–p–n*-типа служит для преобразования входного управляющего напряжения (измеряемого относительно земли) во входное напряжение, измеряемое относительно $U_{КК}$, для оконечного источника тока. Операционные усилители и транзисторы недороги, поэтому запомните такой совет: не раздумывая, включайте в схему дополнительные компоненты, если они позволяют улучшить ее работу и упрощают разработку.

Одно существенное замечание, касающееся последней схемы: операционный усилитель должен работать при условии, что напряжение на его входах близко или равно положительному питающему напряжению. Подойдут интегральные операционные усилители типа 307, 355 или OP-41. Альтернативный вариант – использование для питания ОУ отдельного источника напряжения U_+, превышающего напряжение $U_{КК}$.

Упражнение 4.1. Для последней схемы определите выходной ток для заданного входного напряжения $U_{вх}$.

На рис. 4.12 представлен интересный вариант схемы источника тока на основе

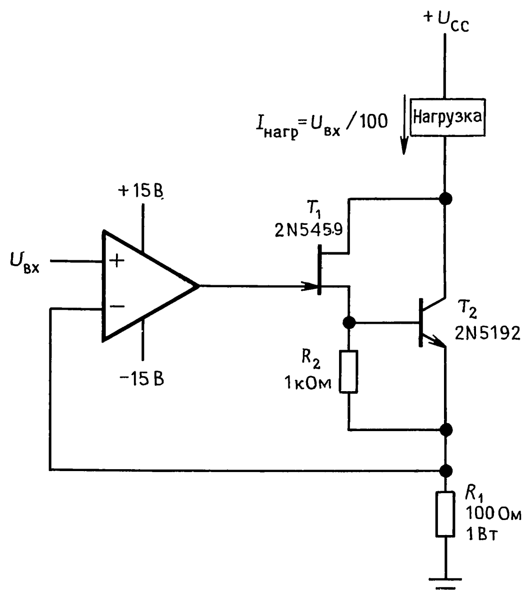


Рис. 4.12. Источник тока на полевых/биполярных транзисторах, предназначенный для больших токов.

ОУ и транзисторов. Преимущество этой схемы состоит в том, что базовый ток, приводящий к ошибке в случае использования полевых транзисторов, здесь равен нулю, выходной ток не ограничивается значением $I_{СИ\,(вкл.)}$. В этой схеме (фактически – это не источник, а потребитель тока) транзистор T_2 начинает проводить, когда через транзистор T_1 протекает ток стока величиной приблизительно 0,6 мА. При минимальном значении $I_{СИ}$ для T_1, равном 4 мА, и подходящем значении β для T_2 величина тока, протекающего через нагрузку, может достигать 100 мА и более (для получения бóльших токов транзистор T_2 можно заменить транзистором Дарлингтона, при этом нужно соответственно уменьшить R_1). В данной схеме были использованы полевые транзисторы с *p–n*-переходом, но еще лучше было бы использовать полевые МОП-транзисторы, так как для ОУ на полевых транзисторах с *p–n*-переходом требуется расщепленный источник питания, обеспечивающий диапазон напряжения на затворе, достаточный для перехода транзистора в режим отсечки. Ничего не стоит с помощью простого мощного полевого МОП-транзистора (МОП-структура с V-образной канавкой) получить ток побольше, однако мощным полевым транзисторам присущи большие межэлектродные емкости, а представленная здесь гибридная схема как раз и позволяет преодолеть связанные с этим проблемы.

Источник тока Хауленда. На рис. 4.13 показан красивый учебный источник тока. Если резисторы подобраны таким образом, что выполняется соотношение $R_3/R_2 = R_4/R_1$, то можно показать, что справедливо равенство: $I_Н = -U_{вх}/R_2$.

Упражнение 4.2. Покажите, что приведенное выше равенство справедливо.

Эта схема всем хороша, кроме одного: резисторы должны быть точно согласованы, иначе источник тока будет далек от совершенства. Но даже при выполнении этого условия определенные ограничения накладывает коэффициент КОСС операционного усилителя. При больших выходных токах резисторы должны быть не-

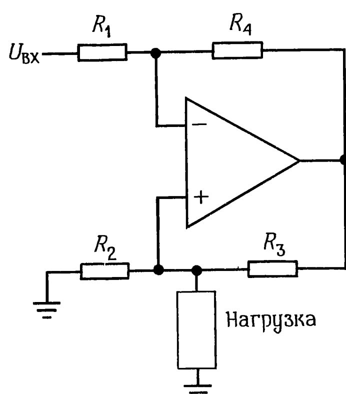


Рис. 4.13. Источник тока Хауленда.

большими, тем самым ограничивается выходной диапазон. Кроме того, на высоких частотах (где, как мы скоро узнаем, усиление в цепи обратной связи невелико) выходной импеданс может существенно уменьшаться – от требуемого бесконечного значения до всего лишь нескольких сотен ом (что соответствует выходному импедансу ОУ с разомкнутой обратной связью). Хоть эта схема и хороша с виду, на практике ее используют редко.

4.08. Основные предостережения по работе с ОУ

1. Правила I и II (сформулированные в разд. 4.03) справедливы для любого операционного усилителя при условии, что он находится в активном режиме, т. е. его входы и выходы не перегружены.

Например, если подать на вход усилителя чересчур большой сигнал, то это приведет к тому, что выходной сигнал будет срезаться вблизи уровня $U_{КК}$ или $U_{ЭЭ}$. В то время когда напряжение на выходе оказывается фиксированным на уровне напряжения среза, напряжение на входах не может не изменяться. Размах напряжения на выходе операционного усилителя не может быть больше диапазона напряжения питания (обычно размах меньше диапазона питания на 2 В, хотя в некоторых ОУ размах выходного напряжения ограничен одним или другим напряжением питания). Аналогичное ограничение накладывается на выходной диапазон устойчивости источника тока на основе операционного усилителя. Например, в источнике тока с плавающей нагрузкой максимальное падение напряжения на нагрузке при «нормальном» направлении тока (направление тока совпадает с направлением приложенного напряжения) составляет $U_{КК} - U_{вх}$, а при обратном направлении тока (нагрузка в таком случае может быть довольно странной, например, она может содержать переполюсованные батареи для получения прямого тока заряда или может быть индуктивной и работать с токами, меняющими направление) – $U_{вх} - U_{ЭЭ}$.

2. Обратная связь должна быть отрицательной. Это означает (помимо всего прочего), что нельзя путать инвертирующий и неинвертирующий входы.

3. В схеме операционного усилителя обязательно должна быть предусмотрена цепь обратной связи по постоянному току, в противном случае операционный усилитель обязательно попадет в режим насыщения.

Например, в неинвертирующем усилителе можно было цепь обратной связи заземлить через конденсатор (для того чтобы сделать коэффициент усиления по постоянному току равным единице, рис. 4.7), но просто подключить его последовательно между инвертирующим и неинвертирующим входами не могли.

4. Многие операционные усилители имеют довольно малое предельно допустимое дифференциальное входное напряжение. Максимальная разность напряжений между инвертирующим и неинвертирующим входами может быть ограничена величиной 5 В для любой полярности напряжения. Если пренебречь этим условием, то возникнут большие входные токи, которые приведут к ухудшению характеристик или даже к разрушению операционного усилителя.

Мы продолжим этот список в разд. 4.11 и в разд. 7.06, когда будем рассматривать построение прецизионных схем.

КАЛЕЙДОСКОП СХЕМ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Мы предоставляем читателю право самостоятельно проанализировать работу приведенных ниже схем.

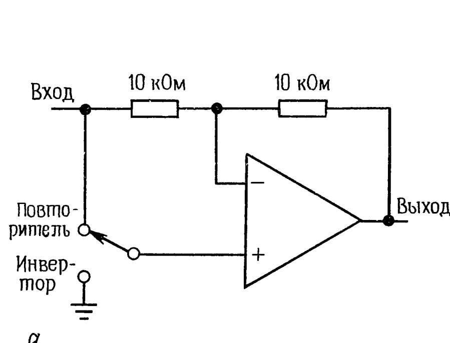
4.09. Линейные схемы

Схема с инвертированием по выбору. Схемы, представленные на рис. 4.14, позволяют инвертировать входной сигнал или пропускать его без инвертирования в зависимости от положения переключателя. Положение переключателя определяет также коэффициент усиления по напряжению – он может быть равен или +1, или −1.

Упражнение 4.5. Покажите, что схемы, представленные на рис. 4.14, работают так, как сказано выше.

Повторитель со следящей связью. В транзисторных усилителях на величину входного импеданса могут влиять цепи смещения; такая же проблема возникает при использовании ОУ, особенно с межкаскадными связями по переменному току, когда ко входу обязательно должен быть подключен заземленный резистор. Схема со следящей связью, представленная на рис. 4.15, позволяет решить эту проблему. Как и в транзисторной схеме со следящей связью (разд. 2.17), конденсатор емкостью 0,1 мкФ вместе с верхним резистором с сопротивлением 1 МОм образует для входных сигналов высокоомную входную цепь. Низкочастотный спад усиления для этой схемы начинается на частоте 10 Гц, на более низких частотах на спаде усиления начинает сказываться влияние обоих конденсаторов и ослабление оценивается величиной 12 дБ/октава. Замечание: у вас может появиться искушение уменьшить величину входного конденсатора связи, так как его нагрузка привязана к высокому импедансу. Однако, это может привести к появлению пика в частотной характеристике, как в характеристике схемы активного фильтра (см. разд. 5.06).

Идеальный преобразователь тока в напряжение. Напомним, что простейший преобразователь тока в напряжение – это всего-навсего резистор. Однако у него есть недостаток, который состоит в том, что для источника входного сигнала входное сопротивление такого преобразователя не равно нулю; этот недостаток может оказаться очень серьезным, если устройство, обеспечивающее входной ток, имеет очень малый выходной рабочий диапазон или не может обеспечить постоянство тока при изменении выходного напряжения. Примером может служить диодный фотоэлемент (фотодиод), или солнечная батарея. Небольшой светочувствительностью обладают даже обычные диоды в прозрачных корпусах, которые используются почти в любой схеме (известно немало историй о загадочном поведении схем, которое в конце концов было объяснено этим эффектом). На рис. 4.16 представлена хорошая схема для преобразования тока в напряжение, в которой потенциал входа поддерживается строго равным по-



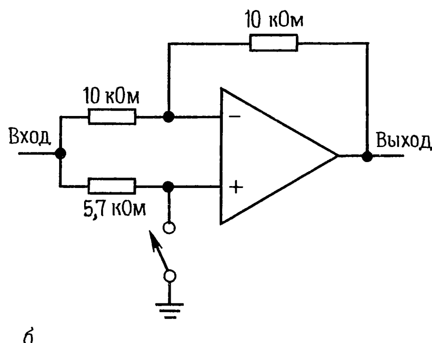


Рис. 4.14.

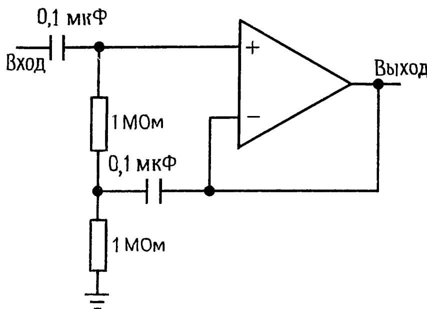


Рис. 4.15.

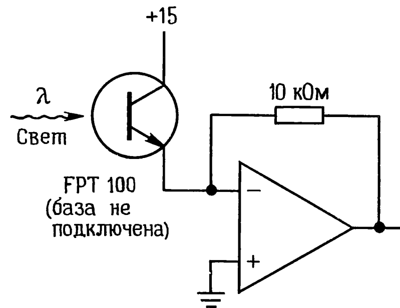


Рис. 4.17.

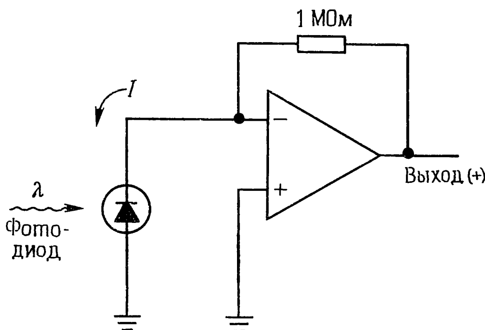


Рис. 4.16.

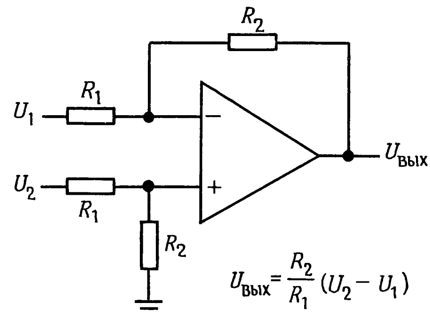


Рис. 4.18. Классический дифференциальный усилитель.

тенциалу земли. Инвертирующий вход имеет квазинуль потенциала; это очень хорошо, так как фотодиод может создавать потенциал, равный всего нескольким десятым долям вольта. Представленная схема обеспечивает преобразование тока в напряжение в отношении 1 В на 1 мкА входного тока. (В ОУ с биполярными плоскостными транзисторами на входах иногда между неинвертирующим входом и землей включают резистор; его функции мы определим, когда будем обсуждать недостатки операционных усилителей).

Безусловно, этот преобразователь тока в напряжение можно с таким же успехом использовать с элементами, через которые протекает ток при наличии положительного напряжения возбуждения, например $U_{КК}$. В такую схему часто включают фотоумножители и фототранзисторы (оба элемента под воздействием света начинают потреблять ток от положительного источника питания (рис. 4.17).

Упражнение 4.4. Используя ОУ типа 411 и измерительный прибор на 1 мА (полный размах шкалы), разработайте схему «идеального» измерителя тока (т. е. с нулевым входным импедансом) с полным размахом шкалы, рассчитанным на 5 мА. Разработайте схему так, чтобы входной сигнал никогда не превышал $\pm 150\%$ полного размаха шкалы. Предположите, что диапазон выходного сигнала для ОУ типа 411 составляет ± 13 В (источники питания ± 15 В), а внутреннее сопротивление измерительного прибора равно 500 Ом.

Дифференциальный усилитель. На рис. 4.18 представлена схема дифференциального усилителя, коэффициент усиления которого равен R_2/R_1. В этой схеме, как и в схеме источника тока с согласованными резисторами, для получения высокого значения КОСС необходимо обеспечить точное согласование резисторов. Для этого лучше всего при первом удобном случае создать запас резисторов с сопротивлением 100 кОм и точностью 0,01%. Коэффициент усиления дифференциального усилителя будет равен единице, но этот недостаток легко устранить за счет последующих усилительных каскадов (с несимметричным входом). Более подробно дифференциальные усилители рассмотрены в гл. 7.

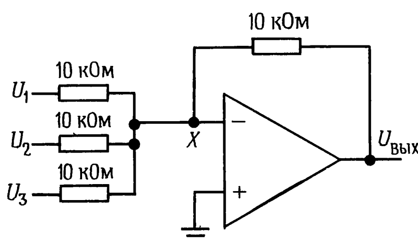
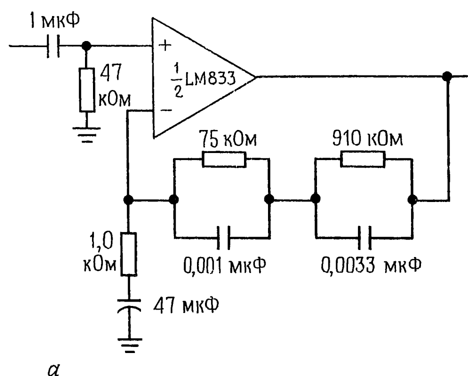


Рис. 4.19.

Суммирующий усилитель. Схема, показанная на рис. 4.19, представляет собой один из вариантов инвертирующего усилителя. Точка X имеет потенциальный нуль, поэтому входной ток равен $U_1/R + U_2/R + U_3/R$, отсюда $U_{вых} = -(U_1 + U_2 + U_3)$. Обратите внимание, что входные сигналы могут быть как положительными, так и отрицательными. Кроме того, входные резисторы не обязательно должны быть одинаковыми; если они неодинаковы, то получим взвешенную сумму. Например, схема может иметь 4 входа, на каждом из которых напряжение равно +1 В или 0 В; входы представляют двоичные значения: 1, 2, 4 и 8. Если использовать резисторы с сопротивлением 10, 5, 2,5 и 1,25 кОм, то снимаемое с выхода напряжение (в вольтах) будет пропорционально двоичному числу, которое задано на входе. Эту схему нетрудно расширить до нескольких цифр. Описанный метод представления чисел лежит в основе цифро-аналогового преобразования, правда, на входе преобразователя обычно используют другую схему (резистивную сетку $R-2R$).

Упражнение 4.5. Постройте схему цифро-аналогового преобразователя на две десятичные цифры, подобрав соответствующим образом входные резисторы для суммирующего усилителя. Цифровой вход должен представлять собой две цифры; каждый вход должен состоять из четырех шин, соответствующих значениям 1, 2, 4 и 8, из которых формируется десятичная цифра. Потенциал входной шины может быть равен потенциалу земли или +1 В, т. е. восемь входных шин соответствуют числам 1, 2, 4, 8, 10, 20, 40 и 80. В связи с тем, что диапазон выходного сигнала ограничен значениями ±13 В, нужно сделать так, чтобы выходное напряжение (в вольтах) составляло одну десятую часть числа на входе.

Предусилитель для электромагнитного звукоснимателя. Предусилитель для звукоснимателя по стандарту RIAA представляет собой пример усилителя с частотной характеристикой особого вида. При записи звука на пластинку амплитудная характеристика имеет почти плоский вид; с другой стороны, электромагнитный звукосниматель реагирует на скорость движения иглы в бороздке диска, следовательно, усилитель воспроизведения должен иметь подъем частотной характеристики на низких частотах. Такую характеристику обеспечивает схема, показанная на рис. 4.20. График представляет собой частотную характеристику усилителя воспроизведения (построенную относительно значения коэффициента усиления 0 дБ при частоте 1 кГц), точки перегиба графика отмечены в единицах времени. Заземленный конденсатор емкостью 47 мкФ уменьшает коэффициент усиления по по-



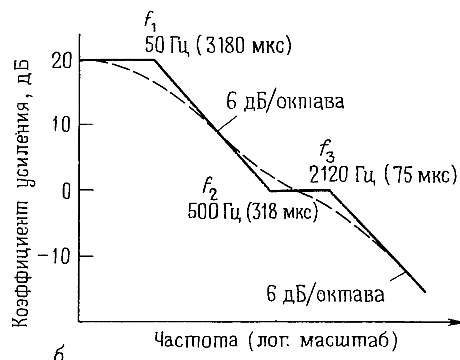


Рис. 4.20. Операционный усилитель в схеме предусилителя звуковых частот для электрофонов с электромагнитной головкой и коррекцией частотной характеристики по стандарту RIAA.

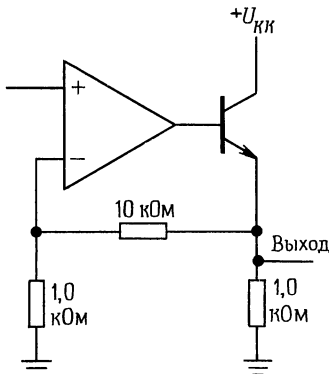


Рис. 4.21.

стоянному току до единицы, в противном случае он был бы равен 1000; как упоминалось выше, это делается для того, чтобы устранить усиление входного сдвига по постоянному току. Использованная в примере интегральная схема типа LM833 представляет собой сдвоенный ОУ, предназначенный для использования в звуковом диапазоне («золотой» для данного примера является схема типа LM1028, которая в 13 дБ раз тише и в 10 дБ раз дороже, чем схема типа 833!).

Усилитель мощности (бустер). Для получения больших выходных токов к выходу ОУ можно подключить мощный транзисторный повторитель (рис. 4.21). В примере использован неинвертирующий усилитель, но повторитель можно подключать к любому операционному усилителю. Обратите внимание, что сигнал обратной связи снимается с эмиттера; следовательно, обратная связь определяет нужное выходное напряжение независимо от падения напряжения $U_{БЭ}$. При использовании этой схемы возникает обычная проблема, связанная с тем, что повторитель может только отдавать ток (для *n–p–n*-транзистора). Как и в случае транзисторного повторителя, проблема решается применением двухтактного варианта схемы (рис. 4.22). В дальнейшем мы покажем, что ограниченная скорость, с которой может изменяться напряжение на выходе (скорость нарастания), накладывает серьезные ограничения на быстродействие усилителя в переходной области и вызывает переходные искажения. Если усилитель будет использоваться в системе с малым быстродействием, то смещать двухтактную пару в состоянии покоя не нужно, так как переходные искажения будут в основном устранены за счет обратной связи. Промышленность выпускает несколько типов интегральных схем усилителей мощности для операционных усилителей, например LT1010, OPA633 и 3553. Эти двухтактные усилители с единичным коэффициентом усиления работают на частотах до 100 МГц и выше, их выходной ток равен 200 мА. Их смело можно охватывать петлей обратной связи (см. табл. 7.4).

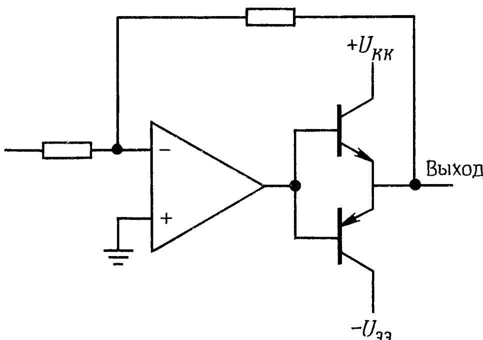


Рис. 4.22.

Источник питания. Операционный усилитель может работать как усилитель в стабилизаторе напряжения с обратной связью (рис. 4.23). Операционный усилитель сравнивает выходное напряжение с эталонным напряжением стабилитрона и соответственно управляет составным транзистором Дарлингтона, выполняющим функции «проходного транзистора». Эта схема обеспечивает стабилизированное напряжение 10 В при протекании через нагрузку тока до 1 А. Некоторые замечания по этой схеме:

1. Делитель, с которого снимается выходное напряжение, может быть выполнен в виде потенциометра, тогда выходное напряжение можно будет регулировать.
2. Для ослабления пульсаций на зенеровском диоде (стабилитроне) резистор с сопротивлением 10 кОм полезно заменить источником тока. Другой вариант состоит в том, чтобы смещение зенеровского диода задавать от выходного сигнала; в этом

7-1614

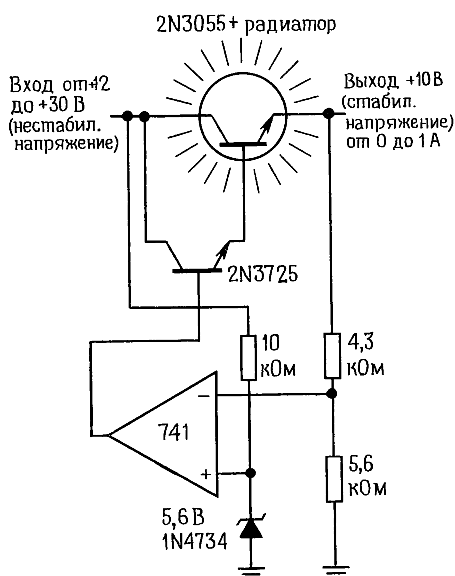


Рис. 4.23.

случае вы с пользой применяете стабилизатор, который построили. Замечание: если вы захотите воспользоваться этим трюком, то внимательно проанализируйте вашу схему и убедитесь в том, что она запускается, когда на нее подается питание.

3. Схема, подобная рассмотренной, может быть повреждена при возникновении короткого замыкания на выходе. Это связано с тем, что при этом ОУ стремится обеспечить протекание через составной транзистор очень большого тока. В стабилизированном источнике питания всегда следует предусматривать схему для ограничения «аварийного» тока (более подробно вы познакомитесь с этим вопросом в разд. 6.05).

4. Промышленность выпускает разнообразные стабилизаторы напряжения в интегральном исполнении, начиная от освященных временем интегральных схем типа 723 до недавно появившихся 3-выводных регулируемых стабилизаторов с внутренними средствами ограничения тока и ограничения по перегреву (см. табл. 6.8–6.10). Эти устройства, в которых имеются встроенные температурно-компенсированный источник эталонного напряжения и проходной транзистор, так удобны в работе, что операционные усилители общего назначения теперь почти никогда не используются в стабилизаторах напряжения. Исключением являются случаи, когда стабильное напряжение нужно сформировать внутри схемы, уже имеющей стабилизированный источник напряжения.

В гл. 6 мы подробно поговорим о стабилизаторах напряжения и источниках питания и рассмотрим специальные интегральные схемы, предназначенные для использования в качестве стабилизаторов напряжения.

4.10. Нелинейные схемы

Усилитель с переключением мощности. В тех случаях, когда нагрузка может переключаться, т. е. может быть либо подключена, либо отключена, к операционному усилителю можно подключить транзистор, который работает как переключатель. На рис. 4.24 показано, как это можно сделать. Обратите внимание на диод, который предотвращает пробой перехода база–эмиттер (на выходе ОУ легко может возникнуть отрицательное напряжение, превышающее –5 В). Для некритичных условий подойдет мощный транзистор типа 2N3055. Если ток в схеме может превышать 1 А, то рекомендуем использовать составной транзистор Дарлингтона (или мощный полевой МОП-транзистор).

Активный выпрямитель. Если амплитуда сигналов меньше, чем падение напря-

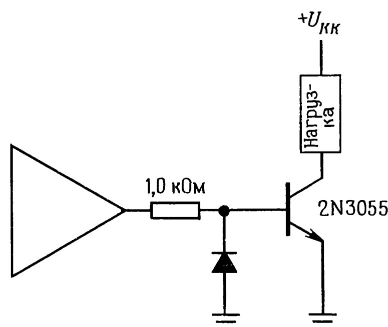


Рис. 4.24.

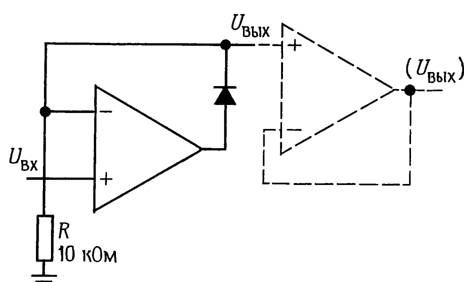


Рис. 4.25. Простейший активный выпрямитель.

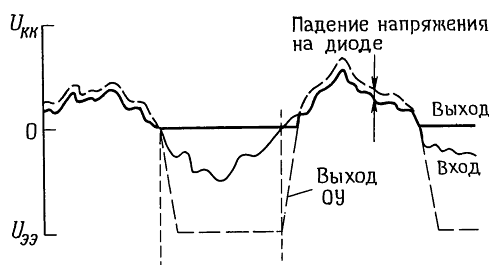


Рис. 4.26. Проявление эффекта конечной скорости нарастания в простейшем активном выпрямителе.

жения на диоде, то выпрямлять такие сигналы с помощью диодно-резистивной схемы нельзя. Как правило, для выпрямления таких сигналов прибегают к помощи ОУ и помещают диод в цепь обратной связи (рис. 4.25). Для положительного напряжения $U_{вх}$ диод обеспечивает отрицательную обратную связь; выходной сигнал за счет диода повторяет сигнал на входе, причем исключается влияние падения напряжения $U_{БЭ}$. При отрицательном напряжении $U_{вх}$ операционный усилитель переходит в режим насыщения и напряжение $U_{вых}$ становится равным потенциалу земли. Для получения меньшего выходного импеданса (при нуле на выходе) можно взять резистор R с меньшим сопротивлением, но это ведет к увеличению выходного тока операционного усилителя. Лучше всего использовать на выходе схемы повторитель на ОУ так, как показано на рис. 4.25, при этом выходное сопротивление будет очень небольшим независимо от величины сопротивления R.

Представленная схема обладает недостатком, который сказывается при работе с быстро изменяющимися сигналами. Выходной сигнал операционного усилителя не может изменяться бесконечно быстро, в связи с этим восстановление при переходе из режима насыщения в активный режим (выходной сигнал проходит через нуль в направлении снизу вверх) занимает некоторое время, в течение которого состояние выхода является неправильным. Это явление иллюстрируется графиком на рис. 4.26. Выходной сигнал (жирная линия) в точности представляет собой выпрямленный входной сигнал (тонкая линия), за исключением короткого интервала времени после увеличения входного напряжения относительно 0 В. На этом интервале операционный усилитель стремительно выходит из режима насыщения, при котором напряжение на его выходе было равно $-U_{ЭЭ}$, поэтому напряжение на выходе схемы равно потенциалу земли. Для операционного усилителя общего назначения типа 411 *скорость нарастания* (максимальная скорость изменения выходного сигнала) составляет 15 В/мкс; следовательно, восстановление при переходе из режима насыщения в активный режим занимает приблизительно 1 мкс – это может привести к серьезным выходным ошибкам для быстрых сигналов. Положение дел можно исправить, если воспользоваться модификацией рассмотренной схемы (рис. 4.27).

Благодаря диоду $Д_1$ с отрицательными входными сигналами схема работает как инвертор с единичным коэффициентом усиления. Для положительных входных сигналов диод $Д_2$ ограничивает выходное напряжение первого ОУ по уровню, кото-

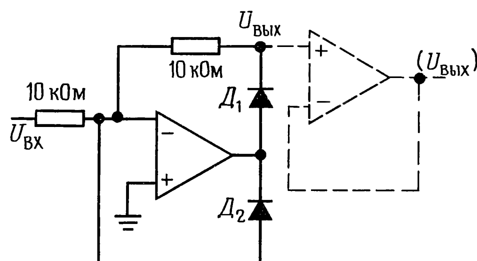


Рис. 4.27. Улучшенный активный выпрямитель.

рый ниже потенциала земли на величину падения напряжения на диоде, и так как диод $Д_1$ смещен в обратном направлении, то $U_{вых}$ равно потенциалу земли. Эта схема дает лучший результат, так как при переходе входного сигнала через нуль напряжение на выходе изменяется всего лишь на удвоенную величину падения напряжения на диоде. В связи с тем что напряжение на выходе операционного усилителя должно измениться только на 1,2 В, вместо того чтобы изменяться на величину $U_{ээ}$, динамическая ошибка при переходе через нуль уменьшается более чем в 10 раз. Кстати говоря, этот выпрямитель является инвертирующим. Если же выходной сигнал должен быть неинвертированным, то к выходу нужно подключить инвертор с единичным коэффициентом усиления.

Характеристики приведенных здесь схем будут лучше, если использовать в них операционные усилители с большой скоростью нарастания. Скорость нарастания влияет на характеристики простых усилителей напряжения. Здесь стоит остановиться и рассмотреть, чем реальные ОУ отличаются от идеальных, так как это различие влияет, как мы уже упоминали выше, на разработку схем с операционными усилителями. Если вы будете знать, в чем состоят недостатки операционных усилителей и как они влияют на разработку схем и на их характеристики, то это поможет вам правильно выбирать ОУ и эффективно разрабатывать схемы на их основе.

ПОДРОБНЫЙ АНАЛИЗ РАБОТЫ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

На рис. 4.28 показана схема широко распространенного интегрального ОУ типа 411. Эта схема относительно незамысловата, если рассматривать ее с точки зрения транзисторных схем, которым была

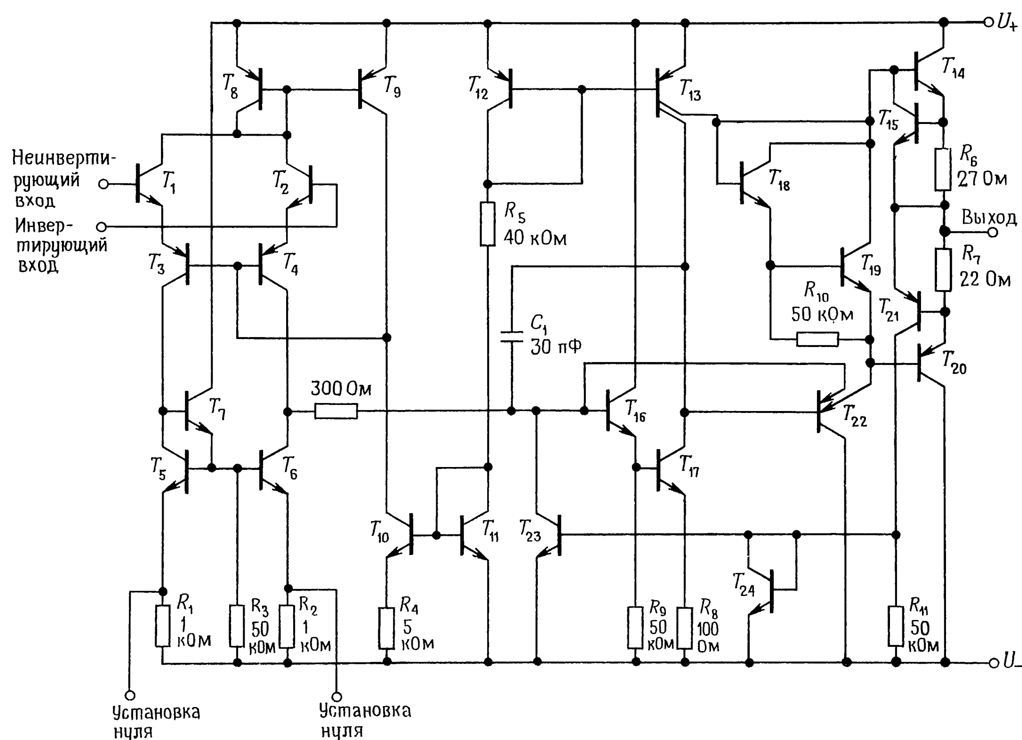


Рис. 4.28. Принципиальная схема наиболее широко используемого ОУ типа 741 (фирма Fairchild Camera and Instrument Corp.).

посвящена предыдущая глава. Она имеет дифференциальный входной каскад с нагрузкой в виде токового зеркала, далее подключен каскад с общим эмиттером на транзисторах *n–p–n*-типа (который также имеет активную нагрузку), обеспечивающий большую часть усиления по напряжению. К эмиттерному повторителю *p–n–p*-типа подключен выходной каскад, представляющий собой двухтактный эмиттерный повторитель, в состав которого входит схема ограничения тока. Эта схема является типичной для многих ОУ, выпускаемых промышленностью в настоящее время. Для многих задач характеристики таких ОУ близки к идеальным. А сейчас мы рассмотрим, в какой степени реальные ОУ отличаются от идеальных, как это учесть при разработке схем и что делать с этими отличиями.

4.11. Отличие характеристик идеального ОУ от реального

Идеальный операционный усилитель имеет следующие характеристики:

1. Входной импеданс (и для дифференциального, и для синфазного сигнала) равен бесконечности, а входные токи – нулю.
2. Выходной импеданс (при разомкнутой ОС) равен нулю.
3. Коэффициент усиления по напряжению равен бесконечности.
4. Коэффициент усиления синфазного сигнала равен нулю.
5. Выходное напряжение равно нулю, когда напряжение на обоих входах одинаково (напряжение сдвига равно нулю).
6. Выходное напряжение может изменяться мгновенно (бесконечная скорость нарастания).

Перечисленные характеристики не зависят от температуры и изменений напряжения питания.

Отличие характеристик реальных операционных усилителей от идеальных состоит в следующем (типичные значения приведены в табл. 4.1).

Входной ток. Небольшой ток, называемый входным током смещения, $I_{см}$, втекает во входные зажимы (или вытекает, в зависимости от типа ОУ). Этот ток равен половине суммы входных токов, измеренных при соединении входов между собой (два входных тока примерно равны между собой и представляют собой просто базовые токи входных транзисторов). Для операционного усилителя типа 411, на входе которого используются полевые транзисторы с *p–n*-переходом, типичным значением тока смещения является 50 пА при комнатной температуре (и 2 нА при температуре 70°С). В то же время для операционного усилителя со входами на биполярных транзисторах, например типа ОР-27, типичным значением тока смещения является 15 нА с небольшими колебаниями в зависимости от температуры. По грубой оценке для операционных усилителей со входами на биполярных транзисторах тока смещения оцениваются десятыми долями наноампер, а для операционных усилителей со входами на полевых транзисторах – десятыми долями пикоампер (т. е. в 1000 раз меньше). В общем, если вы имеете дело с операционным усилителем на полевых транзисторах, можете пренебречь входным током; с операционным усилителем на биполярных транзисторах так поступать нельзя.

Роль входного тока смещения состоит в том, что он создает падение напряжения на резисторах цепей обратной связи и смещения, а также на сопротивлении источника сигнала. От того, насколько малы сопротивления этих резисторов, зависит влияние этого тока на параметры вашей схемы по постоянному току и отклонения выходного напряжения. Характер этой зависимости скоро станет вам ясен.

Промышленность выпускает операционные усилители с входными токами смещения порядка наноампер и ниже для схем со входами на биполярных транзисторах и порядка нескольких пикоампер (10^{-6} мкА) для схем со входами на полевых транзисторах. Самые малые токи смещения имеют схема с транзисторами Дарлингтона со сверхбольшим значением коэффициента β типа LM11 (максимальный входной ток равен 50 пА), схема типа AD549 (входной ток равен 0,06 пА) и схе-

Таблица 4.1. Операционные усилители

Тип	Фирма-изготовитель [а)]	Количество ОУ в одном корпусе [б)]			Регулировка	Внешняя компенсация [в)]	Минимальный коэфф. усиления [г)]	Предельное напряжение питания, В		Потребляемый ток, (макс.) мА	Напряжение				Ток	
											Сдвиг, мВ		Дрейф, мкВ/°С		Смещение, нА	Сдвиг, нА
		1	2	4				мин.	макс.		тип.	макс.	тип.	макс.	макс.	макс.
Биполярные, прецизионные																
OP-07A	PM+	*	V	–	*	–	1	6	44	4	0,01	0,025	0,2	0,6	2	2
OP-07E	PM+	*	V	–	*	–	1	6	44	4	0,03	0,08	0,3	1,3	4	3,8
OP-21A	PM	*	V	V	*	–	1	5	36	0,3	0,04	0,1	0,5	1	100	4
OP-27E	PM+	*	V	V	*	–	1	8	44	5	0,01	0,025	0,2	0,6	40	35
OP-27G	PM+	*	V	V	*	–	1	8	44	6	0,03	0,1	0,4	1,8	80	75
OP-37E	PM+	*	V	–	*	–	5	8	44	5	0,01	0,025	0,2	0,6	40	35
OP-50E	PM	*	–	–	*	*	5	10	36	4	0,01	0,025	0,15	0,3	5	1
OP-77E	PM	*	V	V	*	–	1	6	44	2	0,01	0,025	0,1	0,3	2	1,5
OP-90E	PM	*	V	V	*	–	1	1,6	36	0,02	0,05	0,15	0,3	2	15	3
OP-97E	PM	*	–	–	*	–	1	4,5	40	0,6	0,01	0,025	0,2	0,6	0,1	0,1
MAX400M	MA	*	–	–	*	–	1	6	44	4	0,004	0,01	0,2	0,3	2	2
LM607A	NS	*	–	–	*	*	1	6	44	1,5	0,015	0,025	0,2	0,3	2	2
AD707C	AD	*	V	–	*	–	1	6	36	3	0,005	0,015	0,03	0,1	1	1
AD846B	AD	*	–	–	–	*	2	10	36	6,5	0,025	0,075	0,8	3,5	250	(л)
LT1001A	LT	*	V	–	*	–	1	6	44	3,3	0,01	0,025	0,2	0,6	4	4
LT1007A	LT	*	–	–	*	–	1	5	44	4	0,01	0,025	0,2	0,6	35	30
LT1012C	LT+	*	V	–	*	*	1	4	40	0,6	0,01	0,05	0,2	1,5	0,15	0,15
LT1028A	LT	*	–	–	*	*	1	8	44	9,5	0,01	0,04	0,2	0,8	90	50
LT1037A	LT	*	–	–	*	–	5	5	44	4,5	0,01	0,025	0,2	0,6	35	30
RC4077A	RA	*	–	–	*	–	1	6	44	1,7	0,004	0,01	0,1	0,3	2	1,5
HA5134A	HA	–	–	*	–	–	1	10	40	8	0,05	0,1	0,3	1,2	25	25
HA5135	HA	*	–	–	*	–	1	8	40	1,7	0,01	0,08	0,4	1,3	4	4
HA5147A	HA	*	–	–	*	–	10	8	44	4	0,01	0,025	0,2	0,6	40	35
Биполярные, с малым смещением (см. также «Биполярные, прецизионные»)																
OP-08E	PM	*	–	–	–	*	НК	10	40	0,5	0,07	0,15	0,5	2,5	2	0,2
LM10	NS+	*	–	–	*	–	1	1	45	0,4	0,3	2	2	–	20	0,7
LM11	NS+	*	–	–	*	*	1	5	40	0,6	0,1	0,3	1	3	50пА	10пА
OP-12E	PM+	*	–	–	–	–	1	10	40	0,5	0,07	0,15	0,5	2,5	2	0,2
LM308	NS+	*	V	–	–	*	НК	10	36	0,8	2	7,5	6	30	7	1

$e_ш$ при 1 кГц тип., нВ/$\sqrt{Гц}$	Скорость нарастания тип.[д], В/мкс	$f_{ср}$ тип., МГц	КОСС, дБ	КОНП, дБ	Коэффициент усиления, мин., дБ	Макс. вых. ток, мА	Макс. дифференциальное выходное напряжение, В[е]	Равен ли размах напряжению пит.[ж] Вход U_+	Вход U_-	Выход U_+	Выход U_-	Примечания
9,6	0,17	0,6	110	100	110	10	30[з]	–	–	–	–	
9,6	0,17	0,6	106	94	106	10	30[з]	–	–	–	–	
21	0,25	0,6	100	104	120	–	30[з]	–	–	–	–	Маломощный
3,0	2,8	8	114	100	120	20	0,5	–	–	–	–	С низким уровнем шума
3,2	2,8	8	100	94	117	20	0,5	–	–	–	–	Дешевая серия
3,0	17	63	114	100	120	20	0,5	–	–	–	–	С низким уровнем шума, подкорректированный OP-27
4,5	3	25	126	140	140	70	10[з]	–	–	–	–	Большой ток, низкий уровень шума
9,6	0,3	0,6	120	110	134	12	30[з]	–	–	–	–	Улучшенный вариант OP-07
60	0,01	0,02	100	104	117	6	36	–	+	–	+	Микромощный
14	0,2	0,9	114	114	110	10	0,5	–	–	–	–	Маломощный OP-77
9,6	0,3	0,6	114	100	114	12	30	–	–	–	–	Самое низкое непрерывное значение $U_{см}$
6,5	0,7	1,8	124	100	134	10	0,5	–	–	–	–	
9,6	0,3	0,9	130	120	138	12	44	–	–	–	–	Улучшенный OP-07; сдвоенный = 708
2	450	310	110	110	–	50	18	–	–	–	–	Обратная связь по току; быстродействующий
9,6	0,25	0,8	114	110	113	30	30	–	–	–	–	
2,5	2,5	8	117	110	137	20	0,5	–	–	–	–	Низкий уровень шума, OP-27
14	0,2	0,8	110	110	106	12	1	–	–	–	–	Улучшенный вариант 312; сдвоенный = 1024
0,9	15	75	114	117	137	20	1	–	–	–	–	Очень низкий уровень шума
2,5	15	60	117	110	137	20	0,5	–	–	–	–	Подкорректированный вариант 1007, OP-37
9,6	0,25	0,8	120	110	128	15	30	–	–	–	–	Самое низкое непрерывное значение $U_{см}$
7	1	4	94	100	108	20	40	–	–	–	–	Четыре ОУ в одном корпусе, низкий уровень шума
9	0,8	2,5	106	94	120	20	15[з]	–	–	–	–	
3,0	35	140	114	80	120	15	0,5	–	–	–	–	С низким уровнем шума, быстродействующий, нескорректированный
20	0,12	0,8	104	104	98	5	0,5	–	–	–	–	Прецизионный 308
47	0,12	0,1	93	90	102	20	40	–	+	+	+	«Одновольтный ОУ», прецизионный, может работать в цепях опорного напряжения
150	0,3	0,5	110	100	100	2	0,5	–	–	–	–	Прецизионный; самое малое смещение среди биполярных ОУ
20	0,12	0,8	104	104	98	5	0,5	–	–	–	–	Прецизионный 312
35	0,15	0,3	80	80	88	5	0,5	–	–	–	–	Оригинальный с малым смещением (со сверхвысоким значением коэффициента β)

Тип	Фирма-изготовитель [а]	Количество ОУ в одном корпусе [б]			Регулировка	Внешняя компенсация [в]	Минимальный коэфф. усиления [г]	Предельное напряжение питания, В		Потребляемый ток, (макс.) мА	Напряжение				Ток	
											Сдвиг, мВ		Дрейф, мкВ/°С		Смещение, нА	Сдвиг, нА
		1	2	4				мин.	макс.		тип.	макс.	тип.	макс.	макс.	макс.
LM312	NS+	*	—	—	*	*	1	10	40	0,8	2	7,5	6	30	7	1
LP324	NS	—	—	*	—	—	1	4	32	0,25	2	4	10	—	10	2
Биполярные, с одним источником питания																
324A	NS+	V	V	*	—	—	1	3	32	3	2	3	7	30	100	30
LP324	NS	—	—	*	—	—	1	4	32	0,25	2	4	10	—	10	2
LT1013C	LT	—	*	V	—	—	1	4	44	1	0,06	0,3	0,4	2,5	50	2
HA5141A	HA	*	V	V	—	—	1	2	40	0,07	0,5	2	3	—	75	10
Биполярные, с одним источником питания, прецизионные																
LT1006A	LT	*	—	—	*	—	1	2,7	44	0,5	0,02	0,05	0,2	1,3	15	0,5
LT1013A	LT	—	*	V	—	—	1	4	44	1	0,04	0,15	0,4	2	35	1,3
Биполярные, быстродействующие																
OP-62E	PM	*	—	—	*	*	1	16	36	7	—	0,2	—	—	300	100
OP-63E	PM	*	—	—	*	*	1	16	36	7	—	0,75	—	—	300	100
OP-64E	PM	*	—	—	*	*	5	16	36	7	—	0,75	—	—	300	100
OP-65E	PM	*	—	—	*	—	1	9	14	25	—	2	—	—	3 мкА	1 мкА
CLC400	CL	*	—	—	*	—	1	—	7	15	2	5,5	20	40	25 мкА	[л]
AD509K	AD	*	—	—	*	*	3	10	40	6	4	8	—	40	200	25
SL541B	PL	*	—	—	*	—	10	—	24	21	—	5	15	—	25 мкА	10
VA705L	VT	*	V	V	*	—	1	8	12	10	1	2	20	—	900	25
VA706K	VT	*	V	V	*	—	1	8	12	10	4	10	20	—	1 мкА	120
VA707K	VT	*	V	V	*	—	12	8	12	10	3	6	20	—	1 мкА	120
LM837	NS	—	—	*	—	—	1	8	36	15	0,3	5	2	—	1 мкА	200
AD840K	AD	*	—	—	*	—	10	10	36	12	0,1	0,3	3	—	5 мкА	200
AD841K	AD	*	—	—	*	—	1	10	36	12	0,5	1	35	20	5 мкА	200

$e_ш$ при 1 кГц тип., $нВ/\sqrt{Гц}$	Скорость нарастания тип.[д)], В/мкс	$f_{ср}$ тип., МГц	КОСС, дБ	КОНП, дБ	Коэффициент усиления, мин., дБ	Макс. вых. ток, мА	Макс. дифференциальное выходное напряжение, В[е)]	Равен ли размах напряжению пит.[ж)] Вход U_+	U_-	Выход U_+	U_-	Примечания
35	0,15	0,3	80	96	88	5	0,5	–	–	–	–	Скорректированный вариант 308
–	0,05	0,1	80	90[(ф)]	94	5	32	–	+	–	+	Маломощный, с одним источником питания
–	0,5	1	65	65	88	20	30	–	+	–	+	Классический ОУ; сдвоенный вариант 358A
–	0,05	0,1	80	90[(ф)]	94	5	32	–	+	–	+	Маломощный, с малым смещением
22	0,4	0,8	97	100	122	25	30	–	+	–	+	Улучшенный вариант 358/324; учетверенный = 1014
20	1,5	0,4	80	94	94	1	7	–	+	–	+	Микромощный
22	0,4	1	100	106	120	20	30	–	+	–	+	Дополнительно $I_п$ = 90 мкА
22	0,4	0,6	100	103	124	25	30	–	+	–	+	Улучшенный вариант 358/324; учетверенный = 1014
2,5	15	50	110	105	111	20	5	–	–	–	–	Прецизионный
7	50	50	110	105	100	20	5	–	–	–	–	
7	200	200	110	105	100	20	5	–	–	–	–	
–	200	150	85	90	100	50	5	–	–	–	–	
12	700	280	40	40	–	50	–	–	–	–	–	Преобразователь тока в напряжение; подкорректированный = 401
19	120	20	80	80	80	–	15	–	–	–	–	Быстродействующий
–	175	100	60	46	46	6,5	9	–	–	–	–	Быстродействующий, видеоусилитель
–	35	25	60	60	80	50	9	–	–	–	–	Видеоусилитель, управляет нагрузкой 50 Ом; с быстрым установлением
–	42	25	60	60	66	50	9	–	–	–	–	Видеоусилитель, управляет нагрузкой 500 Ом; с быстрым установлением
–	105	300	60	60	74	50	9	–	–	–	–	Подкорректированный, быстродействующий, 50 Ом
4,5	10	25	80	120	90	40	30	–	–	–	–	С низким уровнем шума, с небольшим искажением
4	400	400	100	94	104	50	6	–	–	–	–	Подкорректированный ОУ типа 841, для 842 коэфф. усиления > 2
13	300	40	90	90	88	50	6	–	–	–	–	С быстрым установлением, имеются подкорректированные версии схемы

Тип	Фирма-изготовитель а)	Количество ОУ в одном корпусе б)			Регулировка	Внешняя компенсация в)	Минимальный коэфф. усиления г)	Предельное напряжение питания, В		Потребляемый ток, (макс.) мА	Напряжение				Ток	
											Сдвиг, мВ		Дрейф, мкВ/°С		Смещение, нА	Сдвиг, нА
		1	2	4				мин.	макс.		тип.	макс.	тип.	макс.	макс.	макс.
AD847J	AD	*	–	–	*	–	1	9	36	5,6	0,5	1	15	–	7 мкА	50(Ф)
AD848J	AD	*	–	–	*	–	5	9	36	5,6	0,5	1	2	10	5 мкА	15(Ф)
AD849J	AD	*	–	–	*	–	25	9	36	5,6	0,5	1	1	10	5 мкА	15(Ф)
HA2539	HA	*	–	–	–	–	10	10	35	25	8	15	20	–	20 мкА	6 мкА
SL2541B	PL	*	–	–	*	–	1	14	30	25(Ф)	10	–	20	–	20 мкА	–
HA2541	HA	*	–	–	*	–	1	10	35	45	–	2	20	–	35 мкА	7 мкА
HA2542	HA	*	–	–	*	*	2	10	35	40	–	10	20	–	35 мкА	7 мкА
HA2544	HA	*	–	–	*	*	1	10	33	10	6	15	10	–	15 мкА	2 мкА
CA3450	RC	*	–	–	*	*	1	10	14	35	8	15	–	–	350	150
HA5101	HA	*	V	V	*	–	1	4	40	6	0,5	3	3	–	200	75
HA5111	HA	*	V	V	*	*	10	4	40	6	0,5	3	3	–	200	75
HA5147A	HA	*	–	–	*	–	10	8	44	4	0,01	0,025	0,2	0,6	40	35
HA5195	HA	*	–	–	–	–	5	20	35	25	3	6	20	–	15 мкА	4 мкА
LM6361	NS	*	–	–	*	–	1	5	36	6,5	5	20	10	–	5 мкА	2 мкА
LM6364	NS	*	–	–	*	–	5	5	36	6,5	2	9	6	–	5 мкА	2 мкА
LM6365	NS	*	–	–	*	–	25	5	36	6,8	1	6	3	–	5 мкА	2 мкА
Биполярные, прочие																
OP-20B	PM	*	V	V	*	–	1	4	36	0,08	0,06	0,25	0,75	1,5	25	1,5
LM833	NS	–	*	–	–	–	1	10	36	8	0,3	5	2	–	1 мкА	200
CA3193A	RC	*	–	–	*	–	1	7	36	3,5	0,14	0,2	1	3	20	5
XR4560	XR	–	*	–	–	–	1	8	36	2	0,5	6	–	–	500	200
HA5151	HA	*	V	V	–	–	1	2	40	0,25	2	3	3	–	150	30
NE5534	SN+	*	V	–	*	*	3	6	44	8	0,5	4	–	–	2 мкА	300
MC33078	MO	–	*	V	–	–	1	10	36	5	0,15	2	2	–	750	150
MC33171	MO	*	V	V	*	–	1	3	44	0,25	2	4,5	10	–	100	20
MC34071A	MO	*	V	V	*	–	1	3	44	2,5	0,5	1,5	10	–	500	50

$e_ш$ при 1 кГц тип., нВ/$\sqrt{Гц}$	Скорость нарастания тип.[д)], В/мкс	$f_{ср}$ тип., МГц	КОСС, дБ	КОНП, дБ	Коэффициент усиления, мин., дБ	Макс. вых. ток, мА	Макс. дифференциальное выходное напряжение, В[е)]	Равен ли размах напряжению пит.[ж)] Вход U_+	Вход U_-	Выход U_+	Выход U_-	Примечания
15[(к)]	300	50	78	75	82	25	6	–	–	–	–	Подкорректированный вариант 847
4[(к)]	300	250	104[(ф)]	104[(ф)]	90	25	6	–	–	–	–	Нескорректированный вариант 847
4[(к)]	300	725	110[(ф)]	100[(ф)]	80	10	6	–	–	–	–	С низким уровнем шума, подобен ОУ типа 2540
6	600	600	60	85	45	10	10	–	–	–	–	Имеет буфер с единичным усилением
–	900	800	47	40[(ф)]	80	10	6	–	–	–	–	С быстрым установлением, с небольшим искажением
10	280	40	70	60	80	100	6	–	–	–	–	С быстрым установлением, подкорректированный
10	375	120	70	70	70	35	6	–	–	–	–	Видеоусилитель
–	150	33	75	70	96	75	5	–	–	–	–	Видеоусилитель/линейная управляющая схема
–	420	190	50	60	136[(ф)]	30	7	–	–	–	–	С низким уровнем шума
3,3	10	10	100[(ф)]	80	136[(ф)]	30	7	–	–	–	–	С низким уровнем шума, нескорректированный
3,3	50	100	100[(ф)]	100[(ф)]	120	15	0,7	–	–	–	–	С низким уровнем шума, прецизионный, нескорректированный
3,0	35	140	114	80	80	25	6	–	–	–	–	Улучшенный вариант схемы EL2195 фирмы Elantec
6	200	150	74	70	52	30	8	–	–	–	–	С вертикальной p–n–p-структурой
15	300	50	70	72	66[(ф)]	30	8	–	–	–	–	С вертикальной p–n–p-структурой
8	300	160	102[(ф)]	70	75	30	8	–	–	–	–	С вертикальной p–n–p-структурой
5												
58	0,05	0,1	96	100	114	0,5	30	–	+	–	–	Небольшая мощность, точное значение
4,5	7	15	80	80	90	10	30	–	–	–	–	Низкий уровень шума, небольшое искажение
24	0,25	1,2	110	100	110	7	5	–	–	–	–	
8	4	10	70	76	86	100	30	–	–	–	–	Предназначен для использования в качестве усилителя звуковых частот
15	4,5	1,3	80	80	94	3	7	–	–	–	+	Небольшая мощность
4	6	10	70	80	88	20	0,5	–	–	–	–	Низкий уровень шума, предназначен для использования в качестве усилителя звуковых частот
4,5	1,3	16	80	80	90	20	36	–	–	–	–	Низкий уровень шума, небольшое искажение
32	2,1	1,8	80	80	94	4	44	–	+	–	–	
32	10	4,5	80	80	94	25	44	–	+	–	–	Управляет конденсатором 0,01 мкФ

Тип	Фирма-изготовитель [а)]	Количество ОУ в одном корпусе [б)]			Регулировка	Внешняя компенсация [в)]	Минимальный коэфф. усиления [г)]	Предельное напряжение питания, В		Потребляемый ток, (макс.) мА	Напряжение				Ток	
											Сдвиг, мВ		Дрейф, мкВ/°С		Смещение, нА	Сдвиг, нА
		1	2	4				мин.	макс.		тип.	макс.	тип.	макс.	макс.	макс.
Биполярные, выходящие из употребления																
OP-01E	PM	*	—	—	*	—	1	10	44	3	1	2	3	10	50	5
OP-02E	PM	*	V	—	*	—	1	10	44	2	0,3	0,5	2	8	30	2
OP-05E	PM+	*	V	—	*	—	1	6	44	4	0,2	0,5	0,7	2	4	3,8
OP-11E	PM	—	—	*	—	—	1	10	44	6	0,3	0,5	2	10	300	20
307	NS+	*	—	—	—	—	1	10	44	2,5	2	7,5	6	30	250	50
LM318	NS+	*	—	—	*	*	1	10	40	10	4	10	—	—	500	200
349	NS	—	—	*	—	—	5	10	36	4,5	1	6	—	—	200	50
AD517L	AD	*	—	—	*	—	1	10	36	3	—	0,025	—	0,5	1	0,25
AD518J	AD	*	—	—	*	*	1	10	40	10	4	10	10	—	500	200
NE530	SN	*	V	—	*	—	1	10	36	3	2	5	6	—	150	40
NE531	SN	*	—	—	*	*	НК	12	44	10	2	6	—	—	2 мкА	200
NE538	SN	*	M	—	*	—	5	10	36	2,8	2	5	6	—	150	40
μA725	FA+	*	—	—	*	*	НК	6	44	3	0,5	1	2	5	100	20
μA739	FA	—	*	—	—	*	НК	8	36	14	1	6	—	—	2 мкА	10 мкА
741C	FA+	*	V	V	*	—	1	10	36	2,8	2	6	—	—	500	200
748C	FA+	*	—	—	*	*	НК	10	36	3,3	2	6	—	—	500	200
μA749	FA	—	*	—	—	*	НК	8	36	10	1	3	3	—	750	400
1435	TP	*	—	—	*	*	10	24	32	30	2	5	5	25	20 мкА	—
1456	MO	*	—	—	*	—	1	10	36	3	5	10	—	—	30	10
HA2505	HA	*	—	—	*	*	1	20	40	6	4	8	20	—	250	50
HA2515	HA	*	—	—	*	*	1	20	40	6	5	10	30	—	250	50
HA2525	HA	*	—	—	*	*	3	20	40	6	5	10	30	—	250	50
HA2605	HA	*	—	—	*	*	1	10	45	4	3	5	10	—	25	25
HA2625	HA	*	—	—	*	*	5	10	45	4	3	5	10	—	25	25
CA3100	RC	*	—	—	*	*	10	13	36	11	1	5	—	—	2 мкА	400
4558	RA+	—	*	—	—	—	1	8	36	5,6	2	6	—	—	500	200
NE5535	SN	V	*	—	*	—	1	10	36	2,8	2	5	6	—	150	40
5539	SI+	*	—	—	—	*	7	6	24	15	2,5	5	5	10	20 мкА	—

$e_ш$ при 1 кГц тип., нВ/$\sqrt{Гц}$	Скорость нарастания тип.[д)], В/мкс	$f_{ср}$ тип., МГц	КОСС, дБ	КОНП, дБ	Коэффициент усиления, мин., дБ	Макс. вых. ток, мА	Макс. дифференциальное выходное напряжение, В[е)]	Равен ли размах напряжению пит.[ж)] Вход U_+	Вход U_-	Выход U_+	Выход U_-	Примечания
—	18	2,5	80	80	94	6	30	—	—	—	—	Быстродействующий, прецизионный
21	0,5	1,3	90	90	100	6	30	—	—	—	—	Прецизионный, небольшой ток
9,6	0,17	0,67	110	94	106	10	30[(з)]	—	—	—	—	
12	1	2	110	90	100	6	30	—	—	—	—	Презиционный, счетверенный
16	0,5	1	70	70	84	10	30	+	—	—	—	Классический ОУ, нескорректированный вариант ОУ типа 301
14	70	15	70	65	86	10	0,5	—	—	—	—	В свое время был популярен
60	2	4	70	77	88	15	36	—	—	—	—	Подкорректированный вариант ОУ типа 348 (счетверенный ОУ типа 741)
20	0,1	0,25	110	96	120	10	30	—	—	—	—	
—	70	12	70	65	88	15	—	—	—	—	—	
30	35	3	70	76	94	10	30	+	—	—	—	Быстродействующий; сдвоенный вариант ОУ типа 5530
—	35	1	70	76	86	—	15	+	—	—	—	
18	60	5	70	76	94	10	30	+	—	—	—	Быстродействующий, сдвоенный вариант ОУ типа 5538
—	0,005	0,08	110	100	108	15	5	—	—	—	—	Оригинальный прецизионный ОУ
—	1	6	70	85[(ф)]	76	1,5	5	—	—	—	+	Подобен ОУ типа 739
—	0,5	1,2	70	76	86	20	30	—	—	—	—	Старая классическая схема ОУ; сдвоенный вариант ОУ типа 1458, счетверенный вариант ОУ типа 348
—	0,5	1,2	70	76	94	15	30	—	—	—	—	Нескорректированный вариант ОУ типа 741
—	2	6	70	74	86	1,5	5	—	—	—	+	Подобен ОУ типа 739
—	300	1 ГГц	80	75[(ф)]	80	10	2	—	—	—	—	С быстрым установлением
45	2,5	1	70	74	97	5	40	—	—	—	—	
—	30	12	74	74	84	10	15	+	—	—	—	
—	60	12	74	74	78	10	15	+	—	—	—	
—	120	20	74	74	78	10	15	+	—	—	—	
—	7	12	74	74	98	10	12	—	—	—	—	
—	35	100	74	74	98	10	12	—	—	—	—	
—	25	30	76	60	58	15	12	—	—	—	—	
43	1	2,5	70	74	86	15	30	—	—	—	—	Быстродействующий вариант ОУ типа 1458
17	15	1	70	76	94	10	30	+	—	—	—	Быстродействующий ОУ
4	600	1200	70	66	46	40	10	—	—	—	+	Небольшой выходной размах

Тип	Фирма-изготовитель [а]	Количество ОУ в одном корпусе [б]			Регулировка	Внешняя компенсация [в]	Минимальный коэфф. усиления [г]	Предельное напряжение питания, В		Потребляемый ток, (макс.) мА	Напряжение				Ток	
											Сдвиг, мВ		Дрейф, мкВ/°С		Смещение, нА	Сдвиг, нА
		1	2	4				мин.	макс.		тип.	макс.	тип.	макс.	макс.	макс.
Полевые с $p-n$-переходом, прецизионные																
OP-414E	PM	*	—	—	*	—	1	10	36	1	0,2	0,25	2,5	5	0,005	0,001
OP-43E	PM	*	—	—	*	—	1	10	36	1	0,2	0,25	2,5	5	0,005	0,001
OPA101B	BB	*	—	—	*	—	1	10	40	8	0,05	0,25	3	5	0,01	4 пА
OPA111B	BB	*	V	—	*	—	1	10	36	3,5	0,05	0,25	0,5	1	1 пА	0,7пА[ф]
AD547L	AD	*	V	—	*	—	1	5	36	1,5	—	0,25	—	1	0,025	2 пА[ф]
AD548C	AD	*	V	—	*	—	1	9	36	0,2	0,1	0,25	–,5	2	0,01	0,05
OPA627B	BB	*	—	—	*	—	1	9	36	8	0,04	0,1	0,5	0,8	0,02	0,02
AD711C	AD	*	V	V	*	—	1	9	36	2,8	0,1	0,25	2	3	0,025	0,01
AD845K	AD	*	—	—	*	—	1	9,5	36	12	0,1	0,25	1,5	5	1	0,1
LT1055A	LT	*	—	—	*	—	1	10	40	4	0,05	0,15	1,2	4	0,05	0,01
HA5170	HA	*	—	—	*	—	1	9	44	2,5	0,1	0,3	2	5	0,1	0,06
Полевые с $p-n$-переходом, быстродействующие																
OP-42E	PM	*	—	—	*	—	1	15	40	6,5	0,3	0,75	4	10	0,2	0,04
OP-44E	PM	*	—	—	*	—	3	16	40	6	0,03	0,75	4	10	0,2	40 пА
357B	NS+	*	—	—	*	—	5	10	36	7	3	5	5	—	100 пА	0,02
AD380K	AD	*	—	—	*	*	НК	12	40	15	—	1	—	10	0,1	5 пА
LF401A	NS	*	—	—	*	*	1	15	36	12	—	0,2	—	—	0,2	0,1
OPA404B	BB	—	—	*	—	—	1	10	36	10	0,26	0,75	3	—	0,004	4 пА
LF457B	NS	*	—	—	*	—	5	10	36	10	0,18	0,4	3	4	50 пА	20 пА
OPA602C	BB	*	—	—	*	—	1	10	36	4	0,1	0,25	1	2	1 пА	1 пА
OPA605K	BB	*	—	—	*	*	50	10	40	9	0,25	0,5	—	5	0,035	2 пА[ф]
OPA606L	BB	*	—	—	*	—	1	10	36	9,5	0,1	0,5	3	5	0,01	5 пА
AD744C	AD	*	V	—	*	*	2	9	36	4	0,1	0,25	2	3	0,05	0,02
AD843B	AD	*	—	—	*	—	1	9	36	12	0,5	1	15	—	1	0,1
AD845K	AD	*	—	—	*	—	1	9,5	36	10,2	0,1	0,25	1,5	3	0,4	0,05
LT1022A	LT	*	—	—	*	—	1	20	40	7	0,08	0,25	1,3	5	0,05	0,01
HA5160	HA	*	—	—	—	*	НК	14	40	10	1	3	20	—	0,05	0,01
MC34080A	MO	*	V	V	*	—	2	6	44	3,4	0,3	0,5	10	—	0,2	0,1
MC34081A	MO	*	V	V	*	—	1	6	44	3,4	0,3	0,5	10	—	0,2	0,1

$e_ш$ при 1 кГц тип., нВ/$\sqrt{Гц}$	Скорость нарастания тип.[д], В/мкс	$f_{ср}$ тип., МГц	КОСС, дБ	КОНП, дБ	Коэффициент усиления, мин., дБ	Макс. вых. ток, мА	Макс. дифференциальное выходное напряжение, В[е]	Равен ли размах напряжению пит.[ж] Вход U_+	Вход U_-	Выход U_+	Выход U_-	Примечания
32	1,3	0,5	100	92	120	15	20	+	–	–	–	Небольшое смещение, небольшое искажение, медленнее, чем OP-43
32	6	2,4	100	92	120	15	20	+	–	–	–	Небольшое смещение, небольшое искажение, OP-41 стабильней
8	7	20	80	86	96	45	20	–	–	–	–	Низкий уровень шума, подкорректированный вариант ОУ типа OPA102
7	2	2	100	100	120	10	36	–	–	–	–	Низкий уровень шума, небольшое смещение
30	3	1	80	80	108	20	20	–	–	–	–	Сдвоенный вариант ОУ типа AD642, 647
30	1,8	1	86	86	110	20	20	–	–	–	–	Улучшенный вариант ОУ типа LF411, сдвоенный вариант ОУ типа AD648
5,2	55	16	106	106	110	30	–	–	–	–	–	Быстродействующий
18	20	4	86	86	106	20	20	–	–	–	–	Улучшенный вариант схемы типа LF411/2
25	100	16	94	95	108	30	36	–	–	–	–	Быстродействующий
14	13	5	86	90	104	30	40	–	–	–	–	LT1056 на 20% быстрее
10	8	8	90	74	110	10	30	+	–	–	–	Низкий уровень шума
13	58	10	88	86	114	25	40	–	–	–	–	Небольшое значение $Z_{вых}$
13	120	16	88	90	114	15	40	–	–	–	–	
12	50	20	85	85	94	20	30	+	–	–	–	Подкорректированный ОУ типа 356
15	330	300	60	60	92	60	20	–	–	–	–	Гибридный; быстродействующий, 50 Ом
23	30	16	90	80	100	50	32	–	–	–	–	Точный
15	35	6,4	92	86	92	10	36	–	–	–	–	Точный, счетверенный
10	50	20	86	86	106	100[м]	40	+	–	–	–	Низкий уровень шума, управляет конденсатором 0,01 мкФ
13	35	6,5	92	86	92	20	36	–	–	–	–	Небольшое смешение, быстрóе установление
20	94	20	80	74	104[ф]	30	20	–	–	–	–	Нескорректированный
13	35	13	85	90	100	10	36	–	–	–	–	Улучшенный вариант LF356
18	75	13	86	92	108	20	36	–	–	–	–	Очень слабое искажение (3 ppm); быстрое установление
13	250	35	100	95	88	50	–	–	–	–	–	С быстрым установлением
25	100	16	94	98	106	25	20	–	–	–	–	С быстрым установлением
14	26	8,5	86	88	104	10	40	–	–	–	–	
35	120	100	74	108	98	22	40	–	–	–	–	Небольшое смещение
30	50	16	75	75	94	20	44	–	–	–	–	$U_{вх} > U_- + 4$ В, подкорректированный 34081
30	25	8	75	75	94	20	44	–	–	–	–	$U_{вх} > U_- + 4$ В

Тип	Фирма-изготовитель [а)]	Количество ОУ в одном корпусе [б)]			Регулировка	Внешняя компенсация [в)]	Минимальный коэфф. усиления [г)]	Предельное напряжение питания, В		Потребляемый ток, (макс.) мА	Напряжение				Ток	
											Сдвиг, мВ		Дрейф, мкВ/°C		Смещение, нА	Сдвиг, нА
		1	2	4				мин.	макс.		тип.	макс.	тип.	макс.	макс.	макс.
Полевые с $p-n$-переходом, прочие																
TL031C	TI	*	V	V	*	—	1	10	36	0,28	0,5	1,5	6	—	0,2	0,1
TL051C	TI	*	V	V	*	—	1	10	36	3,2	0,6	1,5	8	—	0,2	0,1
TL061C	TI+	*	V	V	*	—	1	4	36	0,25	3	15	10	—	0,4	0,2
TL071C	TI+	*	V	V	*	—	1	7	36	2,5	3	10	10	—	0,2	0,05
TL081B	TI+	*	V	V	*	—	1	7	36	2,8	2	3	10	—	0,2	0,01
OPA121	BB	*	—	—	*	—	1	10	36	4	0,5	2	3	10	0,05	4 пА
OPA128L	BB	*	—	—	*	—	1	10	36	1,5	0,14	0,5	—	5	75 фА	30 фА
LF351	NS+	*	V	V	*	—	1	10	36	3,4	5	10	10	—	0,2	0,1
355B	NS+	*	—	—	*	—	1	10	36	4	3	5	5	—	100 пА	0,02
356B	NS+	*	—	—	*	—	1	10	36	7	3	5	5	—	100 пА	0,02
LF411	NS+	*	V	—	*	—	1	10	36	3,4	0,8	2	7	20	0,2	0,1
LFnnn	NS	—	*	—	—	—	1	6	36	25	1	—	—	—	100 пА	50 пА
LF441	NS	*	V	V	*	—	1	10	36	0,25	1	5	10	20	0,1	0,05
LF455B	NS	*	—	—	*	—	1	10	36	4	0,18	0,4	3	4	50 пА	20 пА
LF456B	NS	*	—	—	*	—	1	10	36	8	0,18	0,4	3	4	50 пА	20 пА
AD549L	AD	*	—	—	*	—	1	10	36	0,7	0,3	0,5	5	10	60 фА	20 фА
AD611K	AD	*	—	—	*	—	1	10	36	2,5	0,25	0,5	5	10	0,05	0,025
LT1057A	LT	—	*	V	—	—	1	20	40	3,8	0,15	0,45	1,8	7	0,05	0,04
HA5180	HA	*	—	—	*	—	1	10	40	1	0,1	0,5	5	—	0,001	200 фА
MC34001A	MO	*	V	V	*	—	1	8	36	2,5	1	2	10	—	0,1	0,05
MC34181	MO	*	V	V	*	—	1	3	36	0,2	0,5	2	10	—	0,1	0,05

$e_ш$ при 1 кГц тип., $нВ/\sqrt{Гц}$	Скорость нарастания тип.[д)], В/мкс	$f_{ср}$ тип., МГц	КОСС, дБ	КОНП, дБ	Коэффициент усиления, мин., дБ	Макс. вых. ток, мА	Макс. дифференциальное выходное напряжение, В[е)]	Равен ли размах напряжению пит.[ж)] Вход U_+	U_-	Выход U_+	U_-	Примечания
41	3	1	75	75	74	8	30	+	–	–	–	Небольшая мощность; улучшенный вариант TL061
18	24	3	75	75	94	30	30	+	–	–	–	Небольшие искажения; улучшенный вариант TL071/081
42	3,5	1	70	70	70	5	30	–	–	–	–	Небольшая мощность
18	13	3	70	70	88	10	30	–	–	–	–	Более низкий уровень шума
18	13	3	80	80	94	10	30	–	–	–	–	
8	2	2	86	86	110	10	36	–	–	–	–	Низкий уровень шума
27	3	1	90	90	110	10	36	–	–	–	–	Очень малое смещение
25	13	4	70	70	88	10	30	+	–	–	–	Сдвоенный 353, счетверенный 347
20	5	2,5	85	85	94	20	30	+	–	–	–	Широко распространенный ОУ
12	12	5	85	85	94	20	30	+	–	–	–	Более быстродействующий вариант ОУ типа 355
25	15	4	70	70	88	20	30	+	–	–	–	Образцовый ОУ
3,5	20	10	80	80	100	15	2	+	–	–	–	Самый низкий уровень шума среди полевых с $p-n$-переходом
35	15	4	70	70	88	4	30	+	–	–	–	Небольшой ток, образцовый ОУ
12	5	3	86	86	106	100[(м)]	40	+	–	–	–	Небольшой уровень шума, управляет емкостью 0,01 мкФ
10	12,5	5	86	86	106	100[(м)]	40	+	–	–	–	Небольшой уровень шума, управляет емкостью 0,01 мкФ
35	3	1	90	90	110	10	36	–	–	–	–	Электрический; имеет защитный вывод
18	13	2	80	80	94	20	20	–	–	–	–	Небольшие искажения, общего назначения на полевых транзисторах с $p-n$-переходом
13	13	5	86	88	104	10	40	–	–	–	–	Точный сдвоенный/счетверенный ОУ на полевых транзисторах с $p-n$-переходом
70	7	2	90	90	106	15	40	–	–	–	–	Очень небольшое температурное смещение; с приличным уровнем шума
25	13	4	80	80	94	20	30	+	–	–	–	
38	10	4	70	70	88	8	36	–	–	–	–	Небольшая мощность, быстродействующий, небольшие искажения

Тип	Фирма-изготовитель [а)]	Количество ОУ в одном корпусе [б)]			Регулировка	Внешняя компенсация [в)]	Минимальный коэфф. усиления [г)]	Предельное напряжение питания, В		Потребляемый ток, (макс.) мА	Напряжение				Ток	
											Сдвиг, мВ		Дрейф, мкВ/°C		Смещение, нА	Сдвиг, нА
		1	2	4				мин.	макс.		тип.	макс.	тип.	макс.	макс.	макс.
Полевые с *p–n*-переходом, выходящие из употребления																
OP-15E	PM+	*	V	–	*	–	1	10	44	4	0,2	0,5	2	5	0,05	0,01
OP-16E	PM+	*	–	–	*	–	1	10	44	7	0,2	0,5	2	5	0,05	0,01
AD515L	AD	*	–	–	*	–	1	10	36	1,5	0,4	1	–	25	80 фА	80 фА
AD542L	AD	*	–	–	*	–	1	10	36	1,5	–	0,5	–	5	0,025	2 пА(ф)
AD544L	AD	*	–	–	*	–	1	10	36	2,5	–	0,5	–	5	0,05	0,5 пА(ф)
AD545L	AD	*	–	–	*	–	1	10	36	1,5	–	0,5	–	5	0,001	–
ICH8500A	IL	*	–	–	*	–	1	16	36	2,5	–	50	–	–	10 фА	10 фА
Полевые МОП-транзисторы																
OP-80E	PM	*	–	–	*	–	1	4,5	16	0,2	0,4	1	–	–	60 фА	10 фА
TLC27L2A	TI	V	*	V	–	–	1	3	18	0,04	–	5	0,7	–	1 пА(ф)	1 пА(ф)
TLC27M2A	TI	V	*	V	–	–	1	3	18	0,6	–	5	2	–	1 пА(ф)	1 пА(ф)
TLC272A	TI	V	*	V	–	–	1	3	18	4	–	5	5	–	1 пА(ф)	1 пА(ф)
TLC279C	TI	–	–	*	–	–	1	3	18	8	0,4	1,2	2	–	0,7пА(ф)	0,1пА(ф)
LMC660A	NS	–	–	*	–	–	1	5	16	2,2	1	2	1,3	5	20 пА	20 пА
TLC1078C	TI	–	*	V	–	–	1	1,4	16	0,05	0,18	0,6	1	–	0,7пА(ф)	0,1пА(ф)
ALD1701	AL	*	–	–	–	–	1	2	12	0,25	–	4,5	7	–	0,03	0,025
ALD1702	AL	*	–	–	–	–	1	2	12	2	–	4,5	7	–	0,03	0,025
CA3140A	RC	*	V	–	*	–	1	4	44	6	2	5	6	–	0,04	0,02
CA3160A	RC	*	V	–	*	*	1	5	16	15	2	5	10	–	0,03	0,02
CA3410A	RC	–	--	*	–	–	1	4	36	10	3	8	10	–	0,03	0,01
CA3420A	RC	*	–	–	*	*	1	2	22	1	2	5	4	–	0,005	0,004
CA5160A	RC	*	V	–	*	*	1	5	15	0,4	1,5	4	–	–	0,01	0,005
CA5420A	RC	*	–	–	*	*	1	2	20	0,5	1	5	–	–	0,001	0,5 пА
CA5422	RC	*	–	–	*	–	1	2	20	0,7	1,8	10	20	–	0,005	0,004

Продолжение табл. 4.1

$e_ш$ при 1 кГц тип., нВ/$\sqrt{Гц}$	Скорость нарастания тип.[д)], В/мкс	$f_{ср}$ тип., МГц	КОСС, дБ	КОНП, дБ	Коэффициент усиления, мин., дБ	Макс. вых. ток, мА	Макс. дифференциальное выходное напряжение, В [е)]	Равен ли размах напряжению пит.[ж)] Вход U_+	Вход U_-	Выход U_+	Выход U_-	Примечания
15	17	6	86	86	100	15	40	–	–	–	–	Быстродействующий прецизионный ОУ типа 355
15	25	8	86	86	100	20	40	–	–	–	–	Быстродействующий прецизионный ОУ типа 356 (подкорректированный OP-17)
50	1	0,4	70	74	94	10	20	–	–	–	–	Очень небольшое смещение, прецизионный
30	3	1	80	80	110	10	20	–	–	–	–	Прецизионный
18	13	2	80	80	94	15	20	–	–	–	–	Прецизионный
35	1	0,7	76	74	92	10	20	–	–	–	–	Прецизионный
40	0,5	0,5	60	80[(ф)]	100[(ф)]	10	0,5	–	–	–	–	Очень небольшое смещение
70	0,4	0,3	60	60	100	10	16	–	+	–	+	Электрометрический ОУ, $I_{сд} < 20$ пА при 125 °С
70	0,04	0,1	70	70	90	10	18	–	+	–	+	Образцовый ОУ на КМОП-транзисторах
38	0,6	0,7	70	70	86	10	18	–	+	–	+	Образцовый ОУ на КМОП-транзисторах
25	4,5	2,3	70	65	80	10	18	–	+	–	+	Образцовый ОУ на КМОП-транзисторах
25	4,5	2,3	65	65	80	10	18	–	+	–	+	Самое хорошее значение $U_{см}$ в серии 272
22	1,7	1,5	72	80	112	15	16	–	+	+	+	Образцовый счетверенный ОУ на КМОП-транзисторах
68	0,05	0,11	75	75	114	15	16	–	+	–	+	Небольшой сдвиг
–	0,7	0,7	65	65	90	0,5	12	+	+	+	+	Полный размах вых. напряжения; характеристики определяются для напряжения питания +5 В
100	2,1	1,5	65	65	94	2	12	+	+	+	+	Полный размах вых. напряжения; характеристики определяются для напряжения питания +5 В
40	7	3,7	70	76	86	+10, –1	8	–	+	–	+	
72	10	4	80	76	94	12	8	–	+	+	+	МОП-транзисторы на вх/вых (нескорректированный 3130)
40	10	5,4	80	80	86	6	16	–	+	–	–	Быстродействующий ОУ, заменяет 324
62	0,5	0,5	60	70	86	2	15	–	+	+	+	Малый ток $I_{сд}$, хорошая защита по входу
–	10	4	–	–	90	1	?	–	+	+	+	Выход на КМОП-транзисторах
–	0,5	0,5	–	–	85	0,5	15	–	+	+	+	Аналог 3420
–	1	1	60	60	80	2	15	–	+	+	+	Нетрадиционная двухсекционная конструкция

Тип	Фирма-изготовитель [а]	Количество ОУ в одном корпусе [б]			Регулировка	Внешняя компенсация [в]	Минимальный коэфф. усиления [г]	Предельное напряжение питания, В		Потребляемый ток, (макс.) мА	Напряжение				Ток	
											Сдвиг, мВ		Дрейф, мкВ/°С		Смещение, нА	Сдвиг, нА
		1	2	4				мин.	макс.		тип.	макс.	тип.	макс.	макс.	макс.
ICL7612B	IL+	*	—	—	—	—	1	3	18	2,5	—	5	5	—	0,05	0,03
ICL7641B	IL+	V	V	*	—	—	1	1	18	2,5	—	5	5	—	0,05	0,03
Прерыватель стабилизированный																
MAX420E	MA	*	—	—	—	—	1	6	33	2	0,001	0,005	0,02	0,05	0,03	0,06
MAX422E	MA	*	—	—	—	—	1	6	33	0,5	0,001	0,005	0,02	0,05	0,03	0,06
LMC668A	NS	*	—	—	—	—	1	5	16	3,5	0,001	0,005	0,05	—	0,06	—
TSC900A	TS	*	—	—	—	—	1	4,5	16	0,2	—	0,005	0,02	0,05	0,05	0,5 пА[ф]
TSC901	TS	*	V	V	—	—	1	5	32	0,6	0,007	0,015	0,05	0,15	0,05	0,1
TSC911A	TS	*	V	V	—	—	1	4	16	0,6	0,005	0,015	0,05	0,15	0,07	0,02
TSC915	TS	*	—	—	—	—	1	7	32	1,5		0,01	0,01	0,1	0,1	0,1
TSC918	TS	*	—	—	—	—	1	4,5	16	0,8	—	0,05	0,4	0,8	0,1	0,5 пА[ф]
LTC1050	LT	*	—	—	—	—	1	4,8	16	1,5	0,5 мкВ	0,005	0,01	0,05	0,03	0,06
LTC1052	LT	*	—	—	—	—	1	4,8	16	2	0,5 мкВ	0,005	0,01	0,05	0,03	0,03
ICL7650	IL+	*	—	—	—	—	1	4,5	16	3,5	0,002	0,005	0,1	—	0,01	5 пА[ф]
ICL7650S	IL	*	—	—	—	—	1	4,5	16	3	0,7 мкВ	0,005	0,02	0,1	0,01	0,02
ICL7652	IL+	*	—	—	—	—	1	5	16	3,5	0,002	0,005	0,1	—	0,03	25 пА[ф]
ICL7652S	IL	*	—	—	—	—	1	5	16	2,5	0,7 мкВ	0,005	0,01	0,06	0,03	0,04
TSC76HV52	TS	*	—	—	—	—	1	7	32	1,5	—	0,01	—	0,3	0,1	0,1
Высоковольтные																
LM343	NS	*	—	—	*	—	1	10	68	5	2	8	—	—	40	10
LM344	NS	*	—	—	*	*	НК	10	68	5	2	8	—	—	40	10
OPA445B	BB	*	—	—	*	—	1	20	100	4,5	1	3	10	—	0,05	0,01
1436	MO+	*	—	—	*	*	1	10	80	5	5	10	—	—	40	10
HA2645	HA	*	—	—	*	—	1	20	80	4,5	2	6	15	—	30	30
3580	BB	*	—	—	*	—	1	30	70	10	—	10	—	30	0,05	—
3581	BB	*	—	—	*	—	1	64	150	8	—	3	—	25	0,02	0,02
3582	BB	*	—	—	*	—	1	140	300	6,5	—	3	—	25	0,02	—
3583	BB	*	—	—	*	—	1	100	300	8,5	—	3	—	25	0,1	0,1
3584	BB	*	—	—	*	*	НК	140	300	6,5	—	3	—	25	0,1	0,1

$e_ш$ при 1 кГц тип., нВ/$\sqrt{Гц}$	Скорость нарастания тип.[д], В/мкс	$f_{ср}$ тип., МГц	КОСС, дБ	КОНП, дБ	Коэффициент усиления, мин., дБ	Макс. вых. ток, мА	Макс. дифференциальное выходное напряжение, В[е]	Равен ли размах напряжению пит.[ж]				Примечания
								Вход U_+	Вход U_-	Выход U_+	Выход U_-	
100	1,6	1,4	60	70	80	5[н]	18	+	+	+	+	Программируемый; полный размах напряжения на вх/вых
100	1,6	1,4	60	70	80	5[н]	18	+	−	+	+	Общего назначения низковольтный
1,1[к]	0,5	0,5	120	120	120	+2, −15	33	−	+	+	+	±15 В $U_п$; 0,1 мкВ/мес; 430 имеет $C_{внутр}$
1,1[к]	0,13	0,13	120	120	120	+0,2, −8	33	−	+	+	+	±15 В $U_п$; 0,1 мкВ/мес; 432 имеет $C_{внутр}$
2[к]	2,5	1	120	120	120	+5, −15	16	−	+	+	+	
4[к]	0,2	0,7	110	120	120	2,5	16	−	+	−	+	Маломощный
5[к]	2	0,8	120	120	120	—	36	−	+	−	+	Питание ±15 В; внутренние конденсаторы
11[к]	2,5	1,5	110	112	116	3,5	16	−	+	−	+	Внутренние конденсаторы; с приличным уровнем шума
0,8[к]	0,5	0,5	120	120	120	10	36	−	+	−	+	Питание ±15 В
4[к]	0,2	0,7	98	105	100	—	16	−	+	−	+	Недорогой
1,6[к]	4	2,5	120	125	130	+3, −20	16	−	+	+	+	Внутренние конденсаторы; 50 нВ/мес
1,5[к]	4	1,2	120	120	120	+5, −15	16	−	+	+	+	Улучшенный вариант 7652; 0,1 мкВ/мес
2[к]	2,5	2	110	120	120	+5, −20	16	−	+	+	+	0,1 мкВ/мес
2[к]	2,5	2	120	120	136	+4, −20	16	−	+	+	+	Улучшенный вариант 7650; 0,1 мкВ/мес
0,7[к]	0,5	0,4	110	110	120	+5, −20	16	−	−	+	+	0,15 мкВ/мес
0,7[к]	1	0,5	120	120	136	+4, −20	16	−	−	+	+	Улучшенный вариант 7652; 0,15 мкВ/мес
0,8[к]	0,5	0,5	120	120	120	10	32	−	−	+	+	Питание ±15 В
35	2,5	1	70	74	97	10	68	−	−	−	−	Монолитный
35	30	10	70	74	97	10	68	−	−	−	−	Нескорректированный 343
16	10	2	80	80	100	15	80	−	−	−	−	С небольшим смещением, монолитный
50	2	1	70	80	97	10	80	−	−	−	−	Монолитный
30	5	4	74	74	100	10	37	−	−	−	−	Монолитный
15	15	5	86[ф]	87[ф]	106[ф]	60	70	−	−	−	−	Гибридная схема
25	20	5	110[ф]	105[ф]	112[ф]	30	150	−	−	−	−	Гибридная схема
25	20	5	110[ф]	105[ф]	118[ф]	15	300	−	−	−	−	Гибридная схема
50	30	5	110[ф]	84[ф]	94	75	300	−	−	−	−	Быстродействующий на полевых транзисторах с $p-n$-переходом; гибридная схема
50	150	20	110[ф]	84[ф]	100	15	300	−	−	−	−	Нескорректированный на полевых транзисторах с $p-n$-переходом, гибридная схема

Тип	Фирма-изготовитель [а]	Количество ОУ в одном корпусе [б]: 1	2	4	Регулировка	Внешняя компенсация [в]	Минимальный коэфф. усиления [г]	Предельное напряжение питания, В: мин.	макс.	Потребляемый ток, (макс.) мА	Напряжение: Сдвиг, мВ: тип.	макс.	Дрейф, мкВ/°С: тип.	макс.	Ток: Смещение, нА: макс.	Сдвиг, нА: макс.
Мощные монолитные																
LM12	NS	*	—	—	—	—	1	20	80	80	2	7	—	50	300	100
OPA541B	BB	*	—	—	—	—	1	20	80	25	0,1	1	15	30	0,05	0,03
LM675	NS	*	—	—	—	—	10	16	60	50	1	10	25	—	2 мкА	500
SG1173	SG	*	—	—	—	—	1	10	50	20	2	4	—	30	500	150

[а] Перечень указанных в таблице фирм-изготовителей приводится ниже (значок «+» означает, что схему производят несколько фирм):

AD - Analog Devices
AL - Alvanced Linear Devices
AM - Advanced Micro Devices
AN - Analogic
AP - Apex
BB - Burr-Brown
BT - Brooktree
CL - Comlinear
CR - Crystal Semiconductor
CY - Cypress
DA - Datel
EL - Elantec
EA - Fairchild (National)
FE - Ferranti
GE - General Electric
GI - General Instrument
HA - Harris
HI - Hitachi
HO - Honywell
HS - Hybrid Systems
ID - Integrated Device Technology
IL - DE/Intersil
IN - Intel
IR - International Rectifier
KE - M. S. Kennedy Corp
LT - Linear Technology Corp
MA - Maxim
MN - Micro Networks
MO - Motorola
MP - Micro Power Systems
NE - NEC
NS - National Semiconductor
OE - Optical Electronics Inc.
PL - Plessey
PM - Precision Monolithics
RA - Raytheon
RC - GE/RCA
RO - Rockwell
SG - Silicon General
SL - Siliconix
SN - Signetics
SO - Sony
ST - Supertex
TI - Texas Instruments
TM - Telmos
TO - Toshiba
TP - Teledyne Philbrick
TQ - TriQuint
TR - TRW
TS - Teledyne Semiconductor
UT - UTC
XI - Xicor
XR - Exar
ZI - Zilog

ма с полевыми МОП-транзисторами типа ICH8500 (входной ток равен 0,01 пА). Как правило, транзисторные ОУ, предназначенные для использования в системах с высоким быстродействием, имеют большие токи смещения.

Входной ток сдвига. Входным током сдвига называют разность двух входных токов. В отличие от входного тока смещения ток сдвига $I_{сдв}$ обусловлен отклонениями в технологическом процессе изготовления ОУ, так как в отсутствие таких отклонений токи смещения на двух симметричных входах были бы одинаковы. В результате даже при наличии на входах источников с одинаковыми сопротивлениями падения напряжения на входах ОУ будут разными и, следовательно, между входами будет существовать разность напряжений. Немного позже вы

Продолжение табл. 4.1

$e_ш$ при 1 кГц тип., нВ/$\sqrt{Гц}$	Скорость нарастания тип.[д], В/мкс	$f_{ср}$ тип., МГц	КОСС, дБ	КОНП, дБ	Коэффициент усиления, мин., дБ	Макс. вых. ток, мА	Макс. дифференциальное выходное напряжение, В[е]	Равен ли размах напряжению пит.[ж] Вход		Выход		Примечания
								U_+	U_-	U_+	U_-	
90	9	0,7	75	80	94	10А	80	–	–	–	–	Защита по полному диапазону выходного напряжения
50	10	1,6	95	100	90	10А	80	–	–	–	–	Изолированный корпус; внутренняя защита отсутствует
–	8	5,5	70	70	70	3000	60	–	–	–	–	Защита по полному диапазону выходного напряжения
–	0,8	1	76	80	92	3500	50	–	–	–	–	Отключение по превышению температурного режима

[б] «*» указывает на количество ОУ в одном корпусе; значок «V» – означает, что эта же фирма выпускает схему с другим количеством ОУ в одном корпусе; с увеличением плотности упаковки возможно некоторое ухудшение электрических характеристик (в особенности напряжения сдвига). [в] Предусмотрены контакты для внешней коррекции. [г] Величина, соответствующая минимальному значению коэффициента усиления, которое еще не приводит к потере устойчивости в схеме. Операционные усилители, в которых предусмотрены контакты для внешней коррекции, могут работать при меньшем значении коэффициента усиления при условии, что используется соответствующая схема внешней коррекции. НК означает, что операционный усилитель нескорректирован – для любого значения коэффициента усиления ОУ с замкнутой обратной связью необходимо использовать внешний конденсатор. [д] При минимальном стабильном значении коэффициента усиления при замкнутой петле ОС (обычно это – единичное усиление), если не оговорено иначе. [е] Максимальное значение, при котором еще не повреждается микросхема; не должно превышать предельного напряжения питания. [ж] «+» в колонке ВХ означает, что диапазон входного синфазного сигнала включает это значение питающего напряжения; «+» в колонке ВЫХ означает, что размах выходного напряжения ограничен напряжениями питания. [з] Резистивно-диодная схема обеспечивает на дифференциальном входе ток больший, чем дает источник ± 1 В. [к] мкВ от пика до пика, 0,1–10 Гц. [л] Токочувствительный инвертирующий вход (схема обратной связи по току); токи смещения на входах могут существенно отличаться друг от друга. Указанное значение тока смещения соответствует неинвертирующему входу. [м] «Необработанный» выходной сигнал (без ограничения по току) снимается с контакта 8 в дополнение к тому, что обычный выходной сигнал (с ограничением по току) снимается с контакта 6; ограничение определяется значениями ± 15 мА. [н] мин/макс (наихудший вариант). [ф] Типичное значение.

увидите, как это учитывают при разработке схем.

Обычно ток сдвига составляет примерно одну десятую часть тока смещения. Для операционного усилителя типа 411 типичным является значение $I_{сдв} = 25$ пА.

Входной импеданс. Входной импеданс определяется входным сопротивлением для дифференциального сигнала (импеданс со стороны одного из входов при заземлении другого), которое обычно значительно меньше, чем сопротивление для синфазного сигнала (типичный входной каскад выглядит как дифференциальный усилитель с источником тока). Для операционного усилителя типа 411 со входом на полевом транзисторе входное сопротивление равно примерно 10^{12} Ом, а для операционных усилителей со входами на биполярных транзисторах, напри-

мер типа 741 – составляет около 2 МОм. В связи с тем что отрицательной обратной связи присущ эффект самопроизвольной установки входов (отрицательная обратная связь стремится поддерживать на обоих входах одинаковое напряжение и значительно уменьшает дифференциальный входной сигнал), для практики $Z_{вх}$ имеет достаточно большие значения и не является столь лимитирующим параметром, как входной ток смещения.

Входной диапазон синфазного сигнала. Для того чтобы операционный усилитель работал правильно, напряжение на его входах должно находиться в пределах определенного диапазона значений, который обычно не превышает полного диапазона напряжения питания. Если напряжение на входах выходит за пределы этого диапазона, то коэффициент усиления ОУ может резко измениться и даже поменять знак. Для операционного усилителя типа 411, использующего источники ±15 В, входной диапазон синфазного сигнала определяется как минимум значениями ±11 В. Однако фирма-изготовитель утверждает, что схема типа 411 будет работать и в том, случае, когда входной диапазон синфазного сигнала будет ограничен сверху положительным питающим напряжением, при этом, правда, существенно ухудшатся характеристики. Если напряжение на одном из входов ограничить отрицательным питающим напряжением, то последствия такой работы ОУ могут быть сокрушительными: возможен поворот фазы и насыщение на выходе по положительному питающему напряжению.

Существуют такие ОУ, у которых входной диапазон синфазного сигнала ограничен снизу отрицательным питающим напряжением, например ОУ типа LM358 (хороший сдвоенный ОУ), а также ОУ типа LM10, CA3440 или OP-22, или ограничен сверху положительным питающим напряжением, например ОУ типа 301, OP-41 или серия интегральных схем 355. Кроме *рабочего* входного диапазона синфазного сигнала, определяются максимально допустимые входные напряжения, при превышении которых происходит разрушение схемы. Для операционных усилителей типа 411 это ±15 В (при этом не допускается превышение отрицательного питающего напряжения, если оно оказывается меньше указанного предельного значения).

Входной диапазон дифференциального сигнала. Для некоторых операционных усилителей допустимое напряжение между входами ограничено такими малыми значениями, как например, ±0,5 В, правда, для большинства схем допустимые дифференциальные входные сигналы могут достигать значения напряжения питания. Превышение заданного максимума может вызвать ухудшение характеристик или разрушение схемы операционного усилителя.

Выходное сопротивление; зависимость размаха выходного напряжения от сопротивления нагрузки. Выходное сопротивление $R_{вых}$ – это собственное выходное сопротивление ОУ без обратной связи. Для операционного усилителя типа 411 оно равно приблизительно 40 Ом, а для некоторых маломощных ОУ оно может достигать нескольких тысяч ом (см. рис. 7.16). Обратная связь делает выходное сопротивление пренебрежимо малым (или очень увеличивает его в случае обратной связи по току); поэтому большое значение имеет максимально допустимый выходной ток, равный, как правило, примерно 20 мА. Часто зависимость размаха выходного напряжения $U_{вых.\,разм}$ от сопротивления нагрузки изображают в виде графика, а иногда просто приводят несколько значений для типичных сопротивлений нагрузки. Многие операционные усилители обладают неодинаковыми (асимметричными) возможностями по управлению последующим каскадом, т.е. они потребляют больше тока, чем производят (или наоборот). Для операционного усилителя типа 411 возможный размах выходного напряжения на 2 В меньше, чем диапазон, определяемый значениями $U_{КК}$ и $U_{ЭЭ}$ на нагрузке с сопротивлением более чем 2 кОм. Если сопротивление нагрузки намного меньше, чем 2 кОм, то размах будет небольшим. Для некоторых ОУ размах выходного напряжения огра-

ничен источником отрицательного напряжения (например, ОУ типа СА3130, 3160, ALD1701 и ICL761*x*). Замечательной схеме LM10 на биполярных транзисторах также присуще это свойство, но без ограничений по диапазону питающего напряжения, как в операционном усилителе с выходами на МОП-транзисторах (обычно это ± 8 В максимум).

Коэффициент усиления по напряжению и фазовый сдвиг. Обычно коэффициент усиления по напряжению A_{U_0} для постоянного тока лежит в пределах от 10000 до 100000 (часто его определяют в децибелах), он уменьшается с ростом частоты, и на частоте, лежащей в пределах от 1 до 10 МГц (ее обозначают $f_{ср}$), коэффициент усиления уменьшается до единицы. Обычно строят график зависимости коэффициента усиления по напряжению при разомкнутой цепи обратной связи от частоты. Такой график, построенный для операционного усилителя с внутренней коррекцией, показывает, что спад усиления с наклоном 6 дБ/октава начинается на достаточно низкой частоте (для ОУ типа 411 – на частоте около 10 Гц); такая зависимость создается намеренно, как вы узнаете из разд. 4.32, – тем самым обеспечивается стабильность работы ОУ. Спад характеристики (такой же, как у простого фильтра низких частот) приводит к тому, что на всех частотах выше сопрягающей частоты между входом и выходом (при разомкнутой цепи обратной связи) существует постоянный сдвиг фазы, равный 90°, увеличивающийся до 120–160°, по мере того как коэффициент усиления приближается к единице. Сдвиг фаз на 180° в момент равенства коэффициента усиления единице приводит к появлению положительной обратной связи (автоколебаниям), поэтому разность между фазовым сдвигом на частоте $f_{ср}$ и 180° называют «запасом по фазе».

Входное напряжение сдвига. Отклонения, возникающие в процессе изготовления операционных усилителей, приводят к тому, что входные каскады ОУ имеют некоторую разбалансировку. Если при нулевом входном сигнале входы ОУ соединить между собой, то выход схемы насытится, и выходное напряжение будет равно либо $U_{КК}$, либо $U_{ЭЭ}$ (заранее предсказать значения нельзя). Разность входных напряжений, необходимая для того, чтобы выходное напряжение стало равно нулю. называют входным напряжением сдвига, $U_{сдв}$ (представим себе, что к одному из входов последовательно подключена батарея с таким напряжением). Обычно в операционном усилителе бывает предусмотрена возможность уменьшения входного напряжения сдвига до нуля (настройка нуля). Для ОУ типа 411 между контактами 1 и 5 следует включить потенциометр на 10 кОм, его движок должен быть подключен к источнику $U_{ЭЭ}$.

Для точных систем не меньшее значение, чем сам сдвиг, имеет дрейф входного напряжения сдвига под влиянием температуры и времени, так как начальный сдвиг можно сделать равным нулю. Для операционного усилителя типа 411 типичным является напряжение сдвига, равное 0,8 мВ (максимальное значение 2 мВ) и коэффициент, определяющий дрейф сдвига под влиянием температуры, равный 7 мкВ/°С. Коэффициент, определяющий дрейф сдвига под влиянием времени, изготовители обычно не оговаривают. Для прецизионного операционного усилителя типа ОР-77 с помощью лазерных методов подгонки напряжение сдвига устанавливают не превышающим 10 мкВ, температурный коэффициент напряжения сдвига ($ТКН_{сдв}$) для этой схемы равен 0,2 мкВ/°С, а временной дрейф определяется коэффициентом 0,2 мкВ/мес.

Скорость нарастания. «Компенсационная» емкость операционного усилителя (о ней пойдет речь в разд. 4.32) и небольшие внутренние токи ограничивают скорость изменения выходного напряжения даже при условии большого разбаланса входов. Предельную скорость изменения выходного напряжения обычно называют скоростью нарастания. Для ОУ типа 411 она равна 15 В/мкс, у маломощного ОУ скорость нарастания обычно не превышает 1 В/мкс, быстродействующий ОУ может иметь скорость нарастания порядка 100 В/мкс, а для сверхбыстрого буфера типа LH0063C скорость нарастания со-

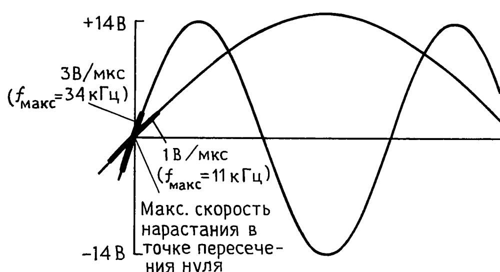


Рис. 4.29. Искажение, обусловленное скоростью нарастания.

ставляет 6000 В/мкс. Скорость нарастания ограничивает амплитуду неискаженного синусоидального выходного сигнала при превышении некоторой критической частоты (частоты, на которой для получения полного размаха выходного напряжения скорость нарастания ОУ должна быть максимальной, рис. 4.29), тем самым объясняется введение в спецификации «графика зависимости размаха выходного напряжения от частоты». Для синусоидального сигнала, частота которого равна f герц, а амплитуда – A вольт, минимальная скорость нарастания должна составлять $2\pi AF$ вольт в 1 с.

Для операционных усилителей с внешней коррекцией скорость нарастания зависит от используемой схемы коррекции. В общем, коррекции, предназначенной для схем с единичным усилением, соответствует самая малая скорость нарастания; она увеличивается примерно в 30 раз при коррекции 100-кратного усиления. Подробнее мы рассмотрим этот вопрос в разд. 4.32.

Влияние температуры. Все рассмотренные выше параметры зависят от температуры. Однако это обычно не влияет на работу схемы, так как, например, небольшие изменения коэффициента усиления почти полностью компенсирует обратная связь. Более того, изменение этих параметров под влиянием температуры, как правило, невелико по сравнению с их изменением от образца к образцу.

Исключение составляют входное напряжение сдвига и входной ток сдвига. Их зависимость от температуры сказывается в появлении дрейфа выходного напряжения после того, как с помощью регулировки входные сдвиги были сведены практически к нулю. Для прецизионных систем следует использовать так называемые «измерительные» усилители, имеющие малый дрейф. У таких усилителей для уменьшения пагубного влияния градиента температуры, возникающего в схеме, выходной каскад подключают к внешней нагрузке с сопротивлением не менее 10 кОм. К этому вопросу мы вернемся в гл. 7.

Для полноты изложения следует упомянуть, что на характеристики ОУ накладывают ограничения такие параметры, как коэффициент ослабления синфазных сигналов (КОСС), коэффициент ослабления влияния источника напряжения питания (КОНП), шумовое входное напряжение и шумовой ток ($e_ш$, $i_ш$) и переходные искажения на выходе. Эти параметры следует учитывать только в прецизионных схемах и в усилителях с низким уровнем шумов, которые мы рассмотрим в гл. 7.

4.12. Эффекты ограничений ОУ на работу схем на их основе

Вернемся к инвертирующему усилителю и рассмотрим его еще раз, учитывая известные нам теперь ограничения. Покажем, как они влияют на работу схемы и как их учесть при разработке ОУ. Используя этот пример, вы сможете разобраться и с другими схемами ОУ. На рис. 4.30 вновь показан инвертирующий операционный усилитель.

Коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС. В связи с тем что коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС имеет конечное значение, в усилителе с обратной связью коэффициент усиления по напряжению (коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС) в определенный момент начинает убывать. Этому моменту соответствует частота, на которой коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС приближается к значению R_2/R_1 (рис. 4.31). Этот спад позволяет судить о том, что семейство усилителей типа 411 относится к классу низкочастотных уси-

Таблица 4.2. Рекомендуемые ОУ

Тип	Фирма-производитель [а]	Число ОУ в одном корпусе [б]			Макс. напряжение сдвига, мВ	Макс. дрейф, мкВ/°С	Макс. вх. ток, нА	Предельное напряжение питания, В		Потребляемый ток, мА	$e_ш$, тип.		Скорость нарастания, тип., В/мкс	$f_{ср}$, тип., МГц	Примечания
		1	2	4				мин.	макс.		10 Гц (нВ/$\sqrt{Гц}$)	1 кГц (нВ/$\sqrt{Гц}$)			
LF411	NS	+	V	–	2	20	0,2	10	36	3,4	50	25	15	4	Образцовый ОУ общего назначения
AD711K	AD	+	V	–	0,5	10	0,05	9	36	3	45	18	20	4	Улучшенный вариант LF411
LM358A	NS+	–	+	V	3	20	100	3	32	1,2	–	–	0,5	1	Образцовый ОУ с одним источником питания
TLC27M2A	TI	V	+	V	5	2[ф]	0,001[ф]	3	18	0,6	–	–	0,6	0,7	Образцовый КМОП-ОУ
OP-27E	PM+	+	V	V	0,025	0,6	40	8	44	5	3,5	3,0	2,8	8	Прецизионный, с низким уровнем шума
OP-37E	PM+	+	V	–	0,025	0,6	40	8	44	5	3,5	3,0	17[з]	63[з]	См. выше, но более быстродействующий (подкорректированный, мин. усил. = 5)
HA5147A	HA	+	–	–	0,025	0,6	40	8	44	4	3,5	3,0	35[в]	140[в]	См. выше, но еще более быстродействующий (мин.усил. = 10)
OP-77E	PM	+	V	V	0,025	0,3	2	6	44	2	10,3	9,6	0,3	0,6	Прецизионный
LT1028A	LT	+	–	–	0,04	0,8	90	8	44	9,5	1,0	0,85	15	75	Прецизионный, сверхнизкий уровень шума
LT1013A	LT	–	+	V	0,15	2	35	4	44	1	24	22	0,4	0,8	Прецизионный с одним источником питания
LT1055A	LT	+	–	–	0,15	4	0,05	10	40	4	28	14	13	5	Прецизионный на полевом транзисторе с $p-n$-переходом
LT1012C	LT+	+	V	–	0,05	1,5	0,15	4	40	0,6	17	14	0,2	0,8	Прецизионный с малым смещением
OPA111B	BB	+	V	–	0,25	1	0,001	10	36	3,5	30	7	2	2	Прецизионный на полевом транзисторе с $p-n$-переходом с малым смещением
AD744K	AD	+	–	–	0,5	10	0,1	9	36	4	45	18	75[е]	13[е]	Сверхмалое искажение, стабильный, с быстрым установлением
LTC1052	IL+	+	–	–	0,005	0,05	0,03	4,8	16	2	–	–	4	1,2	Прерыватель
OP-90E	PM	+	V	V	0,15	2	15	1,6	36	0,02	60	60	0,012	0,02	Прецизионный микромощный
CA3440A	RC	+	–	–	5	4[ф]	0,04	4	15	[г]	250	110	0,003[д]	0,005[д]	Наномощный (программируемый)
AD549L	AD	+	–	–	0,5	10	60 фА	10	36	0,7	90	35	3	1	На полевом транзисторе с $p-n$-переходом со сверхмалым входным током
LM10	NS+	+	–	–	2	2[ф]	20	1,1	40	0,4	50	46	0,1	0,4	Малое питающее напряжение, полный размах на выходе

[а] См. примечания к табл. 4.1; [б] «+» – для указанного типа схемы; V – производится; [в] – программируемый ток 0,02 мкА – 10 мкА; [г] коэфф. усиления >10; [д] при $I_{нас} = 1$ мкА; [е] коэфф. усиления >2; [з] коэфф. усиления >5; [н] мин./макс.; [ф] типичное значение.

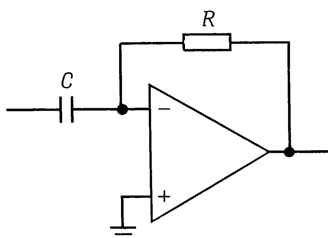


Рис. 4.30.

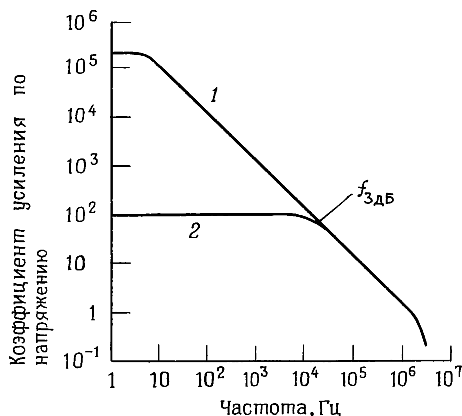


Рис. 4.31. Зависимость коэффициента усиления от частоты для ОУ типа LF411 («диаграмма Боде»). *1* – коэффициент усиления при разомкнутой ОС, *2* – коэффициент усиления при замкнутой ОС,

$$f_{3дБ} = \frac{f_т}{K_{(замкнутой\ ОС)}}$$

лителей; на частоте 50 кГц коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС падает до 100, а частота $f_{ср}$ равна 4 МГц. Обратите внимание, что коэффициент усиления при замкнутой цепи ОС всегда меньше, чем коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС; это означает, что если на основе ОУ типа 411 построить, например, усилитель со 100-кратным усилением, то на частотах около 50 кГц его усиление заметно ослабеет. Более точно мы опишем этот эффект чуть ниже (разд. 4.25), когда будем рассматривать транзисторные схемы с обратной связью, имеющие конечный коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС.

Скорость нарастания. В связи с тем что скорость нарастания ограничена, на частотах выше некоторого граничного значения максимальный размах синусоидального сигнала начинает падать. На рис. 4.32 представлен график для операционного усилителя типа 411 со скоростью нарастания 15 В/мкс. При скорости нарастания s выходная амплитуда ограничена значением $A_{\text{от пика до пика}} \leqslant s/\pi f$ для синусоидального сигнала, имеющего частоту f; тем самым объясняется наличие участка спада на графике с наклоном $1/f$. Горизонтальный участок на графике соответствует ограничению размаха выходного напряжения источников питания.

Попутно отметим, что ограничения, связанные со скоростью нарастания ОУ можно использовать на благо, для устранения шумовых импульсов полезного сигнала с помощью так называемой *нелинейной низкочастотной фильтрации.* Суть метода состоит в следующем: намеренно ограничивая скорость нарастания можно существенно уменьшить острые импульсы, никак не искажая при этом фоновый сигнал.

Выходной ток. В связи с тем, что выходной ток операционного усилителя ограничен, размах выходного напряжения на низкоомных нагрузках также ограничен. На рис. 4.33 представлен график для операционного усилителя типа 411. В прецизионных схемах как раз и нужно ограничивать выходные токи для того, чтобы избежать появления в кристалле схемы температурных градиентов, связанных с рассеянием слишком большой мощности в выходном каскаде.

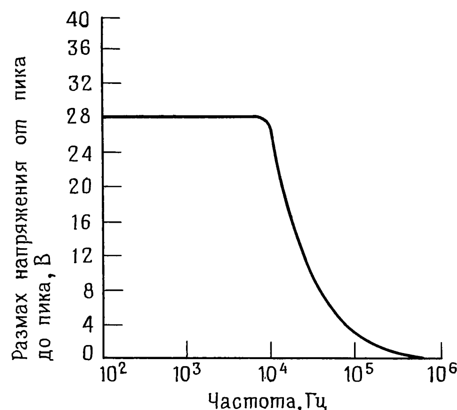


Рис. 4.32. Зависимость размаха выходного напряжения от частоты (LF411). $U_и = \pm 15$ В; $T_{окр} = 25°C$, $R_н = 10$ кОм. Кривая убывает пропорционально $1/f$.

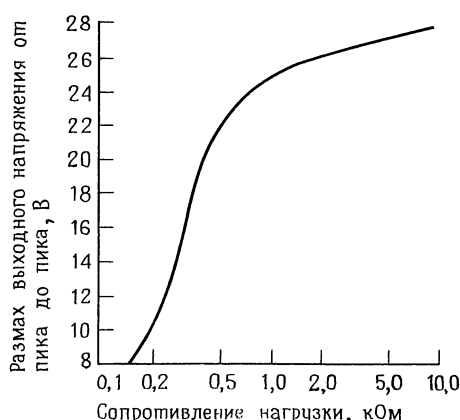


Рис. 4.33. Зависимость размаха выходного напряжения от нагрузки (LF411). $U_И = 15$ В, $T_{окр} = 25°C$.

Напряжение сдвига. Благодаря наличию входного напряжения сдвига, при нулевом напряжении на входе напряжение на выходе равно $U_{вых} = K_{U_0} U_{сдв}$. Инвертирующий усилитель на основе ОУ типа 411 имеет коэффициент усиления по напряжению, равный 100. При заземленном входе напряжение на выходе этой схемы достигает значения $\pm 0{,}2$ В ($U_{сдв} = 2$ мВ, максимальное значение). Можно предложить следующие пути решения проблемы: а) Если усиление сигнала по постоянному току не представляет интереса, то с помощью конденсатора можно уменьшить коэффициент усиления для сигналов постоянного тока до единицы, как показано на рис. 4.7, также как в рассмотренном выше усилителе для звукоснимателя (рис. 4.20). Там для передачи входного сигнала используется емкостная связь. б) Настроить нуль, используя предлагаемую фирмой-изготовителем схему регулировки. в) Можно использовать ОУ с меньшим напряжением сдвига $U_{сдв}$. г) Настроить нуль, используя схему регулировки, описанную в разд. 7.06 (рис. 7.5).

Входной ток смещения. Если в инвертируюшем усилителе один из входов заземлен, то даже при условии идеальной настройки (т.е. $U_{сдв} = 0$), на выходе усилителя будет присутствовать отличное от нуля выходное напряжение. Это связано с тем, что входной ток смещения $I_{см}$ создает падение напряжения на резисторах, которое затем усиливается схемой усилителя. В этой схеме сопротивление со стороны инвертирующего входа определяется резисторами $R_1 \| R_2$, но ток смещения воспринимается как входной сигнал, подобный току, текущему через R_1, а поэтому он порождает смещение выхода $U_{вых} = I_{см} R_2$.

В операционных усилителях со входами на полевых транзисторах эффектом входного тока смещения обычно можно пренебречь, по-другому дело обстоит с операционными усилителями на биполярных транзисторах – здесь значительные входные токи могут привести к серьезным проблемам. Рассмотрим в качестве примера инвертирующий усилитель, в котором $R_1 = 10$ кОм и $R_2 = 1$ МОм; эти значения подходят для инвертирующего каскада, в котором желательно обеспечить значение $Z_{вх}$, равным 10 кОм. Если выбрать схему типа LM833 на биполярных транзисторах, с низким уровнем шумов, то ее выходное напряжение (при заземленном входе) может достигать величины 100×1000 нА $\times$ 9,9 кОм или 0,99 В, что ни в какой мере не может быть приемлемо. Для сравнения отметим, что ОУ типа LF411 (со входами на полевых транзисторах с p–n-переходом) соответствующее выходное напряжение для худшего случая (при заземленном входе) составляет 0,2 мВ; для большинства практических случаев эта величина пренебрежимо мала и уж во всяком случае несравнима с ошибкой выходного напряжения, порождаемой напряжением сдвига (в худшем случае для ненастроенного ОУ типа LF411 она составляет 200 мВ).

Для борьбы с ошибками, обусловленными током смещения, существует несколько способов. Если вам нужен ОУ с большим током смещения, можно сделать сопротивление со стороны обоих входов одинаковым, как на рис. 4.34. В этом случае сопротивление 9,1 кОм выбрано с учетом параллельного соединения резисторов 10 кОм и 100 кОм. Кроме того, лучше всего если сопротивление цепи обратной связи будет достаточно малым, тогда ток смещения не будет давать большие сдвиги; сопротивления в цепях

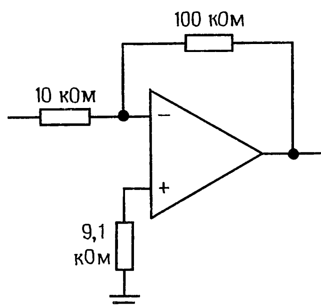


Рис. 4.34. Для уменьшения ошибок, обусловленных входным током смещения в ОУ на биполярных транзисторах следует использовать компенсационный резистор.

входов ОУ имеют типичные значения от 1 до 100 кОм. Третий способ состоит в уменьшении до единицы коэффициента усиления по постоянному току, как в рассмотренном выше усилителе для звукоснимателя.

Однако для большинства случаев можно рекомендовать использовать ОУ с пренебрежимо малыми входными токами. В операционных усилителях со входами на полевых транзисторах с p–n-переходом или на полевых МОП-транзисторах входные токи как правило имеют порядок пикоампер (однако, здесь входной ток быстро растет при увеличении температуры – удваивается при изменении температуры на каждые 10 °С), во многих современных схемах на биполярных транзисторах за счет использования транзисторов со сверхвысоким значением коэффициента β и схем компенсации смещения токи смещения почти также невелики и *незначительно* зависят от температуры. Такие операционные усилители обладают достоинствами ОУ на биполярных транзисторах (высокая точность, низкий уровень шума) и лишены недостатков, связанных со входным током. Например, для прецизионного биполярного ОУ с низким уровнем шума типа OP-27 $I_{см} = 10$ нА (типичное значение), для недорогого биполярного ОУ типа LM312 $I_{см} = 1{,}5$ нА (типичное значение), для улучшенных вариантов этого ОУ (типа LT1012 и LM11) – $I_{см} = 30$ пА (типичное значение). Среди недорогих ОУ на полевых транзисторах можно назвать ОУ типа LF411 на полевых транзисторах с p–n-переходом, для которого $I_{см} = 50$ пА (типичное значение) и серию ИС типа TLC20 на полевых МОП-транзисторах, для которой $I_{см} = 1$ пА (типичное значение).

Входной ток сдвига. Как мы только что убедились, лучше всего создавать такие схемы, в которых импедансы и токи смещения ОУ порождают пренебрежимо малые ошибки. Однако иногда может возникнуть потребность в ОУ с большим током смещения или с очень большим эквивалентным импедансом. В этой ситуации лучше всего постараться сбалансировать входные импедансы по постоянному току. На выходе все равно будет существовать некоторая ошибка ($K_{пост. ток} I_{сдв} R_{ист}$), обусловленная асимметрией входных токов ОУ. В общем, $I_{сдв}$ меньше, чем $I_{см}$ в 2–20 раз (биполярные ОУ, как правило, дают лучшее согласование, чем ОУ на полевых транзисторах).

В предыдущих параграфах мы рассмотрели эффекты ограничений ОУ на примере простого инвертирующего усилителя напряжения. Для него, например, наличие входного тока ОУ вызывает появление ошибки *напряжения* на выходе. В ОУ другого назначения эффект может быть совсем другим, например в инвертирующем ОУ конечный входной ток порождает на выходе *линейно меняющийся сигнал* (а не константу) при нулевом напряжении, приложенном ко входу. По мере освоения схем ОУ вы сможете оценивать, как сказываются ограничения ОУ на работе данной схемы и, следовательно, сможете выбрать операционный усилитель, подходящий для конкретного случая. Вообще говоря, «самого-самого» лучшего ОУ на свете не существует (даже если вас не останавливает никакая цена): у операционных усилителей с самыми незначительными входными токами (на полевых МОП-транзисторах), как правило, плохо обстоят дела с напряжением сдвига, и наоборот. Хорошие разработчики при выборе компонентов идут на компромиссы с тем, чтобы оптимизировать характеристики схемы, и избегают

по-возможности элементов с ненужной «позолотой».

«Сегодня густо, завтра пусто»

В своем неустанном стремлении к совершенству кристаллов полупроводниковая промышленность преподносит нам иногда неприятные сюрпризы. Представьте себе такую ситуацию: вы разработали отличную новую схему, сделали образец, провели тестирование и горите желанием запустить свое детище в производство. Вы оформляете заказ на необходимые компоненты, но оказывается, что самую нужную ИС сняли с производства! А порой бывает и еще хуже: заказчик начинает жаловаться на задержку поставки прибора, который выпускается уже ни один год. Когда вы начинаете выяснять, что случилось, оказывается, что для завершения сборки плат не хватает единственной ИС, которая «еще не поступила» на участок сборки. Далее выясняется, что она не поступила и на склад. В конце концов вы узнаете, что схему сняли с производства 6 месяцев назад и в наличии нет ни одной!

Почему же возникают подобные казусы и что может предпринять в таких случаях разработчик? По нашему мнению, существуют четыре основных причины прекращения производства ИС:

1. **Устаревание:** Появились новые, лучшие ИС и нет смысла продолжать выпуск старых. Это целиком и полностью относится к цифровым ИС памяти (например, каждый год небольшие статические кристаллы ЗУПВ (ЗУ с произвольной выборкой) и СППЗУ (стираемые программируемые постоянные ЗУ) заменяются более компактными и быстродействующими модификациями), хотя не избежали этой участи и линейные ИС. В подобных случаях чаще всего новая модифицированная ИС совместима со старой по выводам и может быть вставлена в старый разъем.
2. **ИС не пользуется спросом у покупателей:** Иногда исчезают прекрасные ИС. Если проявить настойчивость, то изготовитель может дать объяснение – «не было спроса» или что-нибудь в этом роде. Этот случай можно квалифицировать так: «прекращение производства для удобства изготовителя». Мы столкнулись с серьезными трудностями, когда фирма Harris сняла с производства прекрасную схему НА4925, исчез великолепный счетверенный компаратор с очень высоким быстродействием и ничего не появилось ему взамен. Фирма Harris сняла также с производства схему НА2705 – бесследно исчезла еще одна замечательная ИС, самый быстродействующий микромощный ОУ. Иногда хорошую ИС снимают с производства в связи с изменениями в технологической линии, производящей подложки (увеличивается размер подложки – вместо 3 дюймов устанавливают размер 5 или 6 дюймов). Мы уже заметили, что фирма Harris особенно любит прекращать производство очень хороших и уникальных ИС; тоже самое проделывали фирмы Intersil и GE.
3. **Утеряны чертежи схем:** В это трудно поверить, но иногда фирмы-изготовители теряют чертежи какого-либо кристалла и по этой причине прекращают его производство. Такая история произошла с 8-каскадным делителем на КМОП-транзисторах типа SSS-4404 фирмы Solid State Systems.
4. **У изготовителя нет заказов:** это также относится к SSS-4404!.

Если у вас есть уже разработанная плата, но нет никакой возможности достать нужную ИС, предлагаем вам следующие решения. Во-первых, можно разработать плату заново (а может быть и схему) на основе ИС, имеющихся в наличии. Это, наверное, лучший выход из положения в случае, когда вы запускаете в производство новую плату или когда уже идет производство большой партии плат. Во-вторых, можно разработать маленькую «дочернюю» плату, которая будет подключаться к пустому разъему вместо недостающей ИС и эмулировать ее работу. Хотя этот выход из положения нельзя назвать красивым, он полностью решает возникшую перед вами проблему.

К чему приводят ограничения, свойственные ОУ. Рассмотренные ограничения операционного усилителя влияют на параметры компонентов почти во всех схемах. Например, резисторы обратной связи должны быть достаточно большими, тогда они не будут существенно нагружать выход; вместе с тем, если они будут слишком большими, то входной ток смещения будет порождать ощутимые сдвиги. Кроме того, высокое сопротивление в цепи обратной связи повышает восприимчивость схемы к влиянию внешних наводок и увеличивает влияние паразитной емкости. Учитывая сказанное выше, для ОУ общего назначения обычно выбирают резисторы цепей ОС с сопротивлением от 2 до 100 кОм.

РАСПРОСТРАНЕННЫЕ ТИПЫ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ. Иногда случается так, что новый ОУ появляется как раз вовремя и удовлетворяет запросы разработчиков и по своим характеристикам, и по стоимости, и по конструктивному оформлению. К его производству приступает сразу несколько фирм, он завоевывает симпатии разработчиков и получает широкую известность. Ниже приводится перечень распространенных в наше время типов ОУ:

301 Первый удобный для использования ОУ; впервые использован «боковой транзистор $p-n-p$-типа»; коррекция внешняя; родоначальник – фирма National Semiconductor.

741 Промышленный стандарт в течение многих лет; коррекция внутренняя; родоначальник – Fairchild.

1458 Разработан фирмой Motorola в ответ на создание ОУ типа 741; два ОУ типа 741 в миниатюрном корпусе с двухрядным расположением выводов, выводы для регулировки сдвига не предусмотрены.

308 Прецизионный ОУ фирмы National; малая потребляемая мощность, транзисторы со сверхвысоким β, гарантированный максимум дрейфа.

324 Распространенная схема счетверенных ОУ

(сдвоенная схема – 358 в мини-DIP-корпусе с двухрядным расположением выводов). Работает с одним источником питания; фирма National.

355 Многофункциональный ОУ на биполярных и полевых транзисторах (356, 357 – более высокое быстродействие); точность не хуже, чем у биполярной схемы, но быстродействие выше, а входной ток меньше; фирма National.
(Фирма Fairchild сделала попытку предпринять ответный ход и разработала ОУ типа 740, который потерпел неудачу из-за плохих характеристик. Как вам понравится входной сдвиг 0,1 В?)

TLO81 Разработан фирмой Texas Instruments в ответ на появление серии 355; серия недорогих ОУ; интегральная схема объединяет один, два, четыре ОУ, небольшая мощность; невысокий уровень шума; используются различные типы корпусов.

LF411 Разработан фирмой National; улучшенная серия на биполярных и полевых транзисторах; сдвиг и смещение небольшие, высокое быстродействие, небольшое искажение, большой выходной ток, невысокая стоимость; сдвоенная (LF 412) и микромощная (LF441/2/4) модификации.

Подобные компромиссы принимают при разработке почти всех электронных схем включая и самые простые транзисторные схемы. Например, величина тока покоя в транзисторном усилителе ограничена сверху мощностью, которую может рассеивать устройство, величиной входного тока и питающего тока, коэффициента усиления по току, а снизу – величиной тока утечки, коэффициента усиления по току и быстродействием (которое уменьшается из-за паразитной емкости и больших сопротивлений). В связи с этим, как было указано в гл. 2, величину коллекторного тока обычно выбирают в диапазоне от нескольких десятков микроампер до нескольких десятков миллиампер (побольше для мощных схем, поменьше для «микромощных»). В следующих трех главах мы рассмотрим такие проблемы более тщательно для того, чтобы вы поняли, как находят компромиссные решения.

Упражнение 4.6. Нарисуйте схему инвертирующего усилителя со связями по постоянному току; его коэффициент усиления должен быть равен 100, а $I_{вх} = 10$ кОм. Предусмотрите возможность компенсации входного тока смещения и регулировки напряжения сдвига (используйте потенциометр на 10 кОм, который можно подключить к выводам 1 и 5, а его движок – к источнику питания u_-). И наконец, измените схему так, чтобы выполнялось условие $z_{вх} \geqslant 10^8$ Ом.

ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ТИПА 741 И ДРУГИЕ. В 1965 г. Видлар разработал первый, пригодный для использования интегральный ОУ; это был ОУ типа μA709 фирмы Fairchild. Он получил широкое распространение, но обладал некоторыми недостатками, в частности имел тенденцию к защелкиванию при перегрузке входа и не имел защиты против короткого замыкания на выходе. Кроме того, в этом ОУ необходимо было производить внешнюю частотную коррекцию (с помощью двух конденсаторов и резистора) и он имел очень неудобную схему регулировки нуля сдвига (для которой также требовалось иметь три внешних компонента). И наконец, дифференциальное и синфазное входное напряжение было ограничено значением 5 В.

Видлар перешел из фирмы Fairchild в фирму National, где занялся разработкой ОУ типа LM301, который представлял собой улучшенный вариант ОУ с защитой против короткого замыкания и защелкивания и имел увеличенный диапазон входного напряжения, ограниченный значением 30 В. Однако Видлар не предусмотрел внутренней частотной коррекции, так как предпочел предоставить пользователю свободу в выборе средств и методов коррекции. Операционный усилитель типа 301 можно было скорректировать с помощью единственного конденсатора, но, в связи с тем что лишь один вывод был свободен, для регулировки нуля сдвига по-прежнему нужно было иметь три внешних компонента.

Тем временем фирма Fairchild приготовилась к ответному ходу в связи с появлением ОУ типа 301 (теперь – это всем известный ОУ типа 741). Новый ОУ обладал всеми преимуществами схемы типа 301, но инженеры фирмы Fairchild попытались осуществить внутреннюю частотную корркцию, в результате высвободились два вывода и упростился процесс регулировки сдвига с помощью единственного внешнего потенциометра. Так как во многих практических случаях не требуется производить регулировку сдвига (в этом Видлар оказался прав), то для ОУ типа 741 в нормальных условиях эксплуатации не нужны другие компоненты, кроме тех, которые используются в цепи ОС. Все остальное уже стало достоянием истории – ОУ типа 741 распространился с быстротой цепной реакции и превратился в стандартную схему.

В настоящее время известно немало операционных усилителей типа 741; они похожи по конструкции и характеристикам, но имеют и специфические черты: входы на полевых транзисторах, сдвоенные и строенные схемы, схемы с улучшенными характеристиками, скорректированные и нескорректированные схемы и т. д. Ниже приводится краткий перечень ОУ этого типа, который можно использовать для справок и который характеризует человеческий инстинкт идти в ногу со временем (более полный перечень приведен в табл. 4.1).

Одинарные схемы

741S быстродействующий (10 В/мкс)
MC741 с низким уровнем шумов
OP-02 прецизионный ОУ
4132 микромощный (35 мкА)
LF13741 вход на полевых транзисторах, малый входной ток
748 нескорректированный
NE530 быстродействующий (25 В/мкс)
TL081 вход на полевых транзисторах, быстродействующий (подобен LF351)

LF411 вход на полевых транзисторах, быстродействующий

Счетверенные схемы

MC4741 четыре ОУ типа 741 (аналог–ОУ типа 348)
OP-11 прецизионный ОУ
4136 быстродействующий (3 МГц)
HA4605 быстродействующий (4 В/мкс)
TL084 вход на полевых транзисторах, быстродействующий (подобен LF347)

Сдвоенные схемы

747 сдвоенный ОУ 741
OP-04 прецизионный ОУ
1458 в корпусе мини-DIP с двухрядным расположением выводов
4558 быстродействующий (15 В/мкс)
TL082 вход на полевых транзисторах, быстродействующий (подобен LF353)
LF412 вход на полевых транзисторах, быстродействующий

4.13. Микромощные и программируемые ОУ

В системах, где в качестве источников питания используются батареи, широкое распространение получили так называемые «программируемые ОУ». Их называют так потому, что установка значений всех внутренних рабочих токов выполняется с помощью внешнего тока, подаваемого на контакт, предназначенный для программирования смещения. Внутренние токи покоя увязываются с этим током смещения с помощью токовых зеркал, которым разработчики отдают предпочтение перед внутренними источниками токов, задаваемых с помощью резисторов. В результате подобные усилители можно программировать таким образом, чтобы они работали в широком диапазоне питающих токов – обычно от нескольких микроампер до нескольких миллиампер. Такие параметры, как скорость нарастания, произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания $f_{ср}$ и входной ток смещения, пропорциональны программирующему току. Для систем, использующих батареи в качестве источников питания, особенно полезны программируемые ОУ, работающие с токами порядка нескольких микроампер. Более подробно мы рассмотрим разработку микромощных схем в гл. 14.

Операционный усилитель типа 4250 был первым программируемым ОУ, и до сих пор его с успехом применяют во многих системах. Он был разработан фирмой Union Carbide, а сейчас его производят и многие другие фирмы, причем выпускают не только одинарные, но также сдвоенные и строенные схемы (8022 и 8023 соответственно). Для того чтобы представить себе, какие характеристики можно получить при малых питающих токах, рассмотрим в качестве примера ОУ типа 4250, который работает с током 10 мкА. Для того чтобы получить такой ток, нужно с помощью внешнего резистора подать ток смещения, равный 1,5 мкА. Тогда $f_{ср}$ будет составлять 75 кГц, скорость нарастания будет равна 0,05 В/мкс, а входной ток смещения $I_{см}$ равен 3 нА. При малых рабочих токах способность усилителя к возбуждению последующих каскадов резко уменьшается, а выходное сопротивление при разомкнутой цепи ОС заметно увеличивается и в нашем случае достигает 3,5 кОм. При малых рабочих токах шумовое входное напряжение увеличивается, а шумовой входной ток уменьшается (см. гл. 7). В технических данных на ОУ типа 4250 указано, что минимальное питающее напряжение для этого усилителя должно составлять 1 В, однако в реальных схемах возможны отклонения от заданного минимума, особенно если усилитель должен обеспечивать большой размах выходного сигнала или обладать способностью к возбуждению последующего каскада.

Операционный усилитель типа 776 (или 3476) представляет собой усовершенствованный ОУ типа 4250. Он обладает лучшими выходными характеристиками при малых токах. Операционный усилитель типа 346 – это хороший программируемый ОУ, объединяющий в одном кристалле четыре усилителя. Три секции этого ОУ программируются с помощью одного входа, а четвертая – с помощью другого. В некоторых программируемых ОУ использованы обычные биполярные транзисторы, например схемы типа OP-22, OP-32, HA2725 и CA3078. К программируемым ОУ на КМОП-транзисто-

Таблица 4.3. Высоковольтные операционные усилители

Тип	Фирма-производитель [а)]	Напряжение питания, В мин.	Напряжение питания, В макс.	Дифференциальное входное напряжение [б)], В макс.	Вход на полевом тр-ре	Внешние компоненты	Установка нуля	$f_{ср}$, тип., МГц	Скорость нарастания, тип., В/мкс	Вых. ток. макс., мА	Мощность рассеяния, макс., при 50°С, Вт	Температурные ограничения	Корпус [в)]	Примечания
LM675	NS	20	60	60	–	–	–	5,5	8	3000	40	+	TO-220	Мощный монолитный ОУ
LM343	NS	10	68	68	–	–	+	1	2	20	0,6	–	TO-99	Со сверхбольшим значением
LM344	NS	10	68	68	–	+	–	1	30[г)]	20	0,6	–	TO-99	Со сверхбольшим значением
3580	BB	30	70	70	+	–	+	5	15	60	4,5	+	TO-31	
LM12	NS	20	80	80	–	–	–	0,7	9	10000	90	+	TO-3	Монолитный большой мощности
PA19	AP	30	80	40	+	+	–	100[д)]	650[г)]	5000	70	+	TO-31	Выход на тр-рах с верт. МОП-структурой
OPA541	BB	20	80	80	+	–	–	2	10	10000	90	–	TO-31	Монолитный большой мощности
MC1436	MO	10	80	80	–	–	+	1	2	10	0,6	–	TO-99	Первичный вариант, все еще хороший
1460	TP	30	80	6	–	+	+	1000[д)]	300[д)]	150	2,5	–	TO-3	Выход на тр-рах с верт. МОП-структурой
1461	TP	30	80	25	+	+	+	1000[д)]	1200[д)]	750		–	P-DIP	Выход на тр-рах с верт. МОП-структурой
1463	TP	30	80	25	+	–	+	17	165	1000	40	–	TO-3	Быстродействующий, с единичным усилением, скорректированный
HA2645	HA	20	80	74	–	+	+	4	5	10	0,6	+	TO-99	Аналог ОУ типа 1332 фирмы Philbrick
OPA445	BB	20	100	80	+	–	+	2	10	15	0,6	–	TO-99	Монолитный: также в корпусе мини-DIP
1481	TP	30	150	150	+	–	+	4,5	25	80	15	–	TO-3	Ограничение по току
3581	BB	65	150	150	+	–	+	5	20	30	4,5	+	TO-31	
PA04	AP	30	200	20	+	+	–	2	50	20000	160	–	P-DIP	Выход на тр-рах с верт. МОП-структурой, ограничение по току
1480	TP	30	300	450	+	–	+	20	100	80		+	TO-3	
3582	BB	140	300	300	+	–	+	5	20	15	4,5	+	TO-31	
3583	BB	80	300	300	+	–	+	5	30	75	10	+	TO-3	
3584	BB	140	300	300	+	+	+	20[д)]	150[д)]	15	4,5	+	TO-3	Небольшое $U_{сдв}$, небольшое $e_ш$
PAO8V	AP	30	340	50	+	–	+	5	30	150	18	+	TO-31	Небольшие $I_т$, $U_{сдв}$, $e_ш$.
PA88	AP	30	450	25	+	+	–	1[г)]	30[д)]	100	12	+	TO-31	Небольшое $U_{сдв}$, небольшое $e_ш$.
PA85	AP	30	450	25	+	+	–	20[г)]	1000[д)]	200	28	+	TO-31	

[а)] См. примечания к табл. 4.1. [б)] Не должно превышать предельного значения питающего напряжения. [в)] «*I*»–изолированный. [г)] если скорректирован при усилении >10. [д)] если скорректирован при усилении >100.

рах относятся схемы типа ICL612, TLC251, MC14573 и CA3440. Эти схемы проявляют свои возможности при очень небольшом питающем напряжении (до 1 В для TLC251), а для выдающейся схемы типа 3440 – при токах затухания до 20 нА. Схемы типа 7612 и 251 используют видоизмененную схему обычного программируемого ОУ; программируемый вход подключается к U_+ или U_-, или остается неподключенным, в зависимости от этого ток затухания будет иметь ту или иную величину (10 мкА, 100 мкА или 1 мА).

Помимо рассмотренных выше операционных усилителей существуют также непрограммируемые усилители, предназначенные для работы с небольшими токами питания и небольшими напряжениями, следовательно, их также нужно отнести к микромощным. Среди них следует выделить ОУ типа LM10, для которого полный диапазон питающего напряжения составляет 1 В (например, $\pm$ 0,5 В). Эта характеристика заслуживает особого внимания, так как напряжение $U_{бэ}$ увеличивается при понижении температуры, и при температуре $-55\,°C$ оно близко к величине 1 В, определяющей нижний предел рабочего диапазона LM10. Среди других микромощных ОУ заслуживают внимания следующие схемы (и их рабочие токи): прецизионные ОУ типа OP-20 (40 мкА), OP-90 (12 мкА) и LT1006 (90 мкА), недорогой ОУ типа LP324, объединяющий в одном кристалле 4 усилителя (20 мкА на каждый усилитель), ОУ на основе полевых транзисторов с *p–n*-переходом типа LF441/2/4 (150 мкА на каждый усилитель) и ОУ на основе полевых МОП-транзисторов типа TLC27L4 (10 мкА на каждый усилитель).

ПОДРОБНЫЙ АНАЛИЗ РАБОТЫ НЕКОТОРЫХ СХЕМ НА ОУ

На работу представленных ниже схем существенно влияют присущие операционным усилителям ограничения; рассмотрим их более подробно, чем остальные схемы.

4.14. Логарифмический усилитель

В схеме, представленной на рис. 4.35, логарифмическая зависимость напряжения $U_{бэ}$ от тока $I_к$ используется для получения выходного напряжения, пропорционального логарифму положительного входного напряжения. Благодаря потенциальному заземлению инвертирующего входа резистор R_1 преобразует напряжение $U_{вх}$ в ток. Этот ток протекает через транзистор T_1 и создает на его эмиттере потенциал, который, согласно уравнению Эберса – Молла, на величину падения напряжения $U_{бэ}$ ниже потенциала земли. Транзистор T_2, который работает при фиксированном токе и обеспечивает корректирующее напряжение, равное по величине падению напряжения на диоде, служит для температурной компенсации. Источник тока (роль которого может выполнять резистор, так как потенциал точки *B* отличается от потенциала земли на несколько десятых долей вольта) задает входной ток, служащий для установки выходного напряжения на нуль. Второй операционный усилитель является неинвертирующим, его коэффициент усиления по напряжению должен быть равен приблизительно 16, для того чтобы напряжение на выходе изменялось в отношении $-1{,}0$ В на декаду входного тока (напомним, что напряжение $U_{бэ}$ увеличивается в отношении 60 мВ на декаду коллекторного тока).

Еще несколько деталей: если базу транзистора T_1 соединить с его коллектором, то базовый ток будет создавать ошибку (дело в том, что ток $I_к$ связан точной экспоненциальной зависимостью с напряжением $U_{бэ}$). В этом схеме благодаря потенциальному заземлению напряжение на базе равно напряжению на коллекторе, однако базовый ток ошибку не создает. В качестве T_1 и T_2 следует использовать согласованную пару транзисторов (лучше всего взять согласованную монолитную пару типа LM394 или MAT-01). Такая схема обеспечивает точную логарифмическую зависимость выходного напряжения от входного тока в пределах семи или более декад (прибли-

Таблица 4.4. Мощные операционные усилители

Тип	Фирма-производитель а)	Монолитный	Вход на полевых тр-рах	Установка нуля	Корпус б)	$I_{вых}$, А	$\pm U_{пит}$, В мин.	$\pm U_{пит}$, В макс.	Мощность рассеяния, Вт	Скорость нарастания, тип., В/мкс	$f_{ср}$, тип., МГц	Ширина полосы пропускания, кГц
PA03	AP	–	+	+	PD	30	15	75	500	10	5	70
PA04A	AP	–	+	–	PD	20	15	100	200	50	2	90
OPA512	BB	–	–	–	31	15	10	50	125	4	4	20
LM12	NS	+	–	–	3	10	10	40	90	9	0,7	60
OPA501	BB	–	–	–	31	10	10	40	80	1,4 и)	1	16
OPA512B	BB	–	–	–	31	10	10	50	125	4	4	20
OPA541B	BB	+	+	–	31	10	10	40	90	10	2	55
1468	TP	–	–	–	3	10	10	50	125	4	4	20
PA19A	AP	–	+	–	31	5	15	40	70	900	100	3500
OPA511	BB	–	–	–	31	5	10	30	67	1,8	1	23
PA09A	AP	–	+	+	31	4	10	40	78	400	75	2500
SG1173	SG	+	–	–	220	3,5	5	25	20	0,8	1	
LM675	NS	+	–	–	220	3	8	30	40	8	5,5	
LH0101	NS	–	+	–	3	2	5	20	62	10	5	300
3572	BB	–	+	–	31	2	15	40	60	3	0,5	16
3573	BB	–	–	–	31	2	10	34	45	1,5	1	23
LH0021	NS	–	–	–	3	1	5	15	23	3	1	20
MSK792	KE	–	–	+	3	1	5	22	5	2	1	11
1463	TP	–	+	+	3	1	15	40	40	165	17	
1461	TP	–	+	+	PD	0,75	15	40		1200 ш)	1000 ш)	
LH0061	NS	–	–	+	3	0,5	–	15	20	70	–	1000
WAO1A	AP	–	–	+	31	0,4	12	16	10	4000	1000	150000
CLC203	CL	–	–	–	PD	0,2	9	20		6000	5000	60000
1460	TP	–	–	+	3	0,15	15	40	2,5	300 ш)	1000 ш)	1500
3554B	BB	–	+	+	31	0,15	5	18	5	1200	100	19000
HA2542	HA	+	–	+	D	0,1	5	15	1,6	375	120	4700 и)
LH4101	NS	–	+	+	D	0,1	–	15	4	250	28	–
LH4104	NS	–	+	+	C	0,1	–	15	2,5	40	18	–
1480	TP	–	+	+	3	0,08	15	150		100	20	120
1481	TP	–	+	+	3	0,08	15	75	15	25	4,5	50
CA3450	RC	+	–	+	D	0,08	–	7	1,5	420	190	10000
3583	BB	–	+	+	31	0,08	40	140	10	30	5	60
OP-50E	PM	+	–	+	D	0,07	5	18	0,5	3	25	20
3580	BB	–	+	+	31	0,06	15	35	4,5	15	5	100
AMP-01E	PM	+	–	+	D	0,05	5	15	0,5	4,5	1	20
3581	BB	–	+	+	31	0,03	32	75	4,5	20	5	60
3582/4	BB	–	+	+	31	0,02	70	150	4,5	20/150	7	30/135

а) См. примечания к табл. 4.1, б) 3–ТО-3; 220–ТО-220; PD–DIP-корпус для мощного варианта схемы; D–DIP-корпус; I–изолированный корпус; С–металлический корпус; в) ограничения по току; Т–температурное

U макс.			I макс., нА		$U_{нас}$		$t_{нас}$, тип.		$I_{пред}$, А[в)]	Температурные ограничения	Примечания
мВ	мкВ/°C	мкВ/Вт	25 °C	T	В	А	мкс	%			
3	30	20[ф)]	0,05	50	7	30	2	0,1	Т	+	Могучая «рабочая лошадка»
5	30	10[ф)]	0,02	–	7,5	15	2,5	0,1	В	–	Высоковольтный
3	40	20[ф)]	20	15	7	15	2	0,1	В	–	Аналог РА-12
7	50	50	300	150	8	10			13	+	
5	40	35[ф)]	20	15	7	10			В	–	Аналог РА-51
6	65	20[ф)]	30	–	6	10	2	0,1	В	–	
2	30	60	0,05	40	4,5	5	2	0,1	В	–	Монолитный на полевом тр-ре с *p–n*-переходом
6	65	20[ф)]	30	–	6	10	2	0,1	В	–	
0,5	10	20[ф)]	0,05	50	5	4	1,2	0,01	В	+	Выход на тр-ре с вертикальной МОП-структурой, широкополосный, прецизионный
10	65	20[ф)]	40	30	8	5	2	0,1	В	–	Аналог РА-01
0,5	10		0,02	20	8	2	0,3	0,1	4,5	+	Быстродействующий
4	30	–	500	300	6	2			3,5	+	
10	25[ф)]	25[ф)]	2 мкА		10	3,5			4	+	
3	10[ф)]	150[ф)]	0,3	300	5	2	2	0,01	В	–	Аналог РА-02
2	40	20[ф)]	0,1	100	5	2			В	+	Аналог РА-07; подобен 3571 для 1 А
10	65		40	30	5	2			В	–	Аналог РА-73
3	25	15	100	35	4	1	4	0,1	В	–	Внешняя коррекция
0,1	2	–	100	100	3,5	1			В	–	
5	20[ф)]		0,2	200	8	1	0,25	0,1	В	–	Выход на тр-ре с вертикальной МОП-структурой
5	50	–	0,1	100	9	0,5	0,4	0,1	В	–	Выход на тр-ре с вертикальной МОП-структурой; внешняя коррекция
4	5[ф)]	5[ф)]	100	35	5	0,5	0,8	0,1	В	–	Внешняя коррекция
5	25	10[ф)]	10 мкА		5	0,4	0,02	0,1			
1,5	15		20 мкА	20 мкА	4	0,2	15 нс	0,2	В	–	С быстрым установлением, широкополосный, прецизионный
5	50	–	10 мкА	–	6	0,15	1	0,1	0,25	–	Выход на тр-ре с вертикальной МОП-структурой, внешняя коррекция
1	15	–	0,05	50	5	0,1	0,2	0,01	0,15	–	Быстродействующий
10[и)]	20	–	35 мкА	–	–	–	0,1	0,1	–	–	Подкорректированный (K > 2)
15	25[ф)]	–	0,5	500	–	–	0,3	0,1	–	–	
5	20[ф)]	–	0,6	25	5	0,1	0,5	0,01	–	–	У LH4105 $U_{см} < 0,5$ мВ
3	100	–	0,2	200	10	0,08	1,5	0,01	0,13	–	Высоковольтный
3	25	–	0,1	100	5	0,08	7,5	0,1	0,13	–	
15	–	–	350	–	2	0,08	35 нс	0,1	–	–	Видеоусилитель
3	23	–	0,02	20	10	0,08	12	0,1	0,1	+	Высоковольтный
0,03	0,3	–	5	7[е)]	2	0,03	30	0,01	0,06	+	Низкий уровень шума, прецизионный
10	30	–	0,05	50	5	0,06	12	0,1	0,1	+	
0,05	0,3	–	3	10[е)]	2	0,03	15	0,01	0,06	+	Низкий уровень шума, прецизионный
3	25	–	0,02	20	5	0,03	12	0,1	0,05	+	
3	25	–	0,02	20	5	0,02	12	0,1	0,03	+	Высоковольтный

ограничение; Е – внешняя регулировка, [и)] мин, или макс, [ф)] типичное значение, [ш)] нескорректированный.

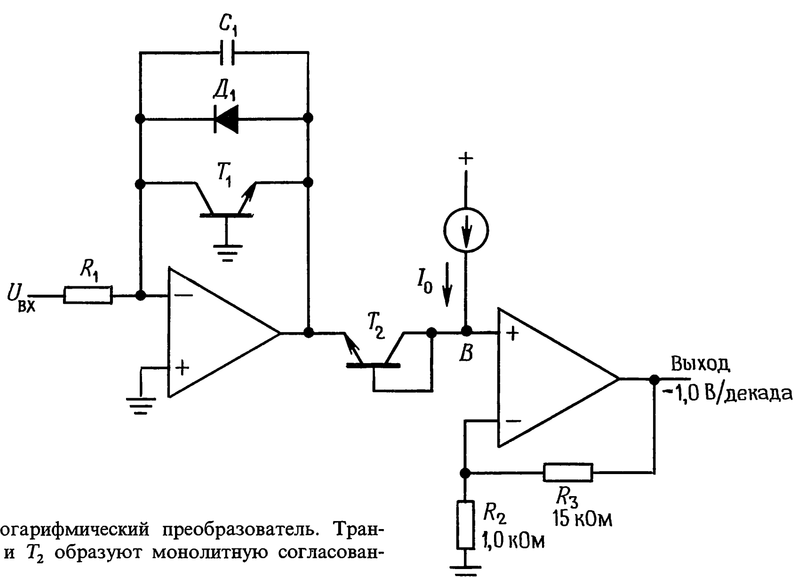


Рис. 4.35. Логарифмический преобразователь. Транзисторы T_1 и T_2 образуют монолитную согласованную пару.

зительно от 1 нА до 10 мА) при условии, что транзисторы имеют небольшие токи утечки, а ОУ – малый входной ток смещения. Операционный усилитель типа 741, в котором ток смещения равен 80 нА, для этой схемы не подходит; для получения линейной характеристики в пределах семи декад обычно используют ОУ с полевыми транзисторами на входах, например ОУ типа 411. Кроме того, для получения хорошей характеристики при малых входных токах входной ОУ следует точно настроить на нуль сдвига. Дело в том, что при токах, близких к нижнему предельному значению, напряжение $U_{вх}$ может составлять всего несколько десятков микровольт. Лучше всего применить в этой схеме источник тока на входе и вообще не использовать резистор R_1.

Конденсатор C_1 служит для частотной стабилизации при включении обратной связи, так как усиление по напряжению в контуре ОС определяет транзистор T_1. Диод $Д_1$ предотвращает пробой и разрушение перехода база – эмиттер транзистора T_1 в случае появления отрицательного напряжения на входе; это необходимо, так как транзистор T_1 не обеспечивает цепь обратной связи при положительном выходном напряжении операционного усилителя. Обе эти проблемы можно устранить, если транзистор T_1 включить как диод, т. е. соединить его базу с коллектором.

Температурная компенсация усиления. Транзистор T_2 компенсирует изменения падения напряжения $U_{бэ}$ в транзисторе T_1, связанные с изменением температуры окружающей среды, однако изменение наклона графика зависимости напряжения $U_{бэ}$ от тока $I_к$ не компенсируется. В разд. 2.10 мы установили, что зависимость «60 мВ/декада» пропорциональна абсолютной температуре. Выходное напряжение в нашей схеме иллюстрируется графиком, представленным на рис. 4.36. Идеальная компенсация обеспечивается в том случае, когда входной ток равен I_0 – коллекторному току транзистора T_2. Изменение температуры на 30 °C вызывает изменение угла наклона графика на 10% и сопровождается появлением соответствующей ошибки в выходном напряжении. Единственный выход из положения состоит в том, чтобы заменить резистор R_2 последовательным соединением обычного резистора и резистора с положительным температурным коэффициентом. Зная температурный коэффициент резистора (например, температурный коэффициент

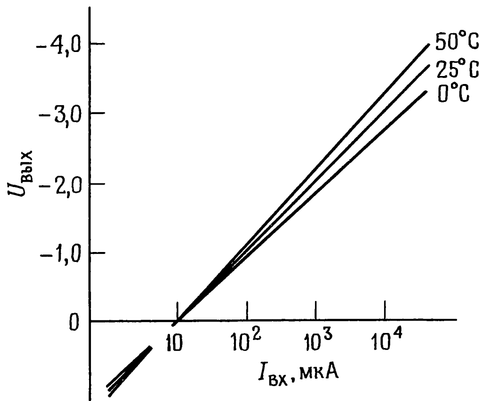


Рис. 4.36.

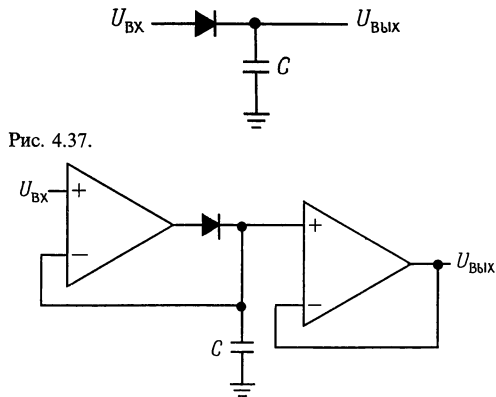


Рис. 4.37.

Рис. 4.38. Пиковый детектор на основе ОУ.

резистора типа TG1/8 фирмы Texas Instruments равен + 0,67%/°С), можно определить сопротивление обычного резистора, который при последовательном соединении обеспечит идеальную компенсацию. Например, к только что упомянутому резистору типа TG1/8 с сопротивлением 2,7 кОм следует последовательно подключить резистор с сопротивлением 2,4 кОм.

Промышленность выпускает несколько интегральных логарифмических преобразователей. Они обладают очень хорошими характеристиками и имеют внутреннюю температурную компенсацию. Среди фирм-изготовителей назовем Analog Devices, Burr-Brown, Philbrick, Intersil и National Semiconductor.

Упражнение 4.7. Дополните схему логарифмического преобразователя следующими элементами: а) внешним источником входного тока; б) цепью температурной компенсации с использованием резистора типа TG1/8 (с температурным коэффициентом, равным + 0,67%/°С). Подберите компоненты таким образом, чтобы относительное изменение выходного напряжения составляло $U_{вых} = +1$ В на декаду. Предусмотрите возможность управления выходным сдвигом, которая позволяла бы при любом входном токе устанавливать нулевое значение для $U_{вых}$ (путем смещения инвертирующего усилителя, а не за счет регулировки тока I_0).

4.15. Активный пиковый детектор

Во многих практических случаях требуется определить пиковое значение входного колебания. В простейшем случае для этой цели можно использовать диод и конденсатор (рис. 4.37). Наибольшее значение входного колебания заряжает конденсатор, который сохраняет заряд до тех пор, пока диод смещен в обратном направлении.

Этот метод имеет серьезные недостатки. Входной импеданс является переменной величиной, и в момент пиков входного колебания он очень мал. Кроме того, из-за падения напряжения на диоде эта схема нечувствительна к пикам, меньшим 0,6 В, а для больших пиков она дает ошибку (на величину падения напряжения на диоде). Более того, падение напряжения на диоде зависит от температуры и протекающего через диод тока, а это значит, что погрешность схемы зависит от температуры окружающей среды и скорости изменения выходного напряжения; напомним, что $I = C(dU/dt)$. Использование на входе эмиттерного повторителя позволяет избавиться только от первого из перечисленных недостатков.

На рис. 4.38 показана улучшенная схема, в которой используется обратная связь. Если напряжение обратной связи снимать с конденсатора, то падение напряжения на диоде не создаст никаких проблем. На рис. 4.39 представлен возможный вид выходного колебания.

Ограничения, присущие операционному усилителю, сказываются на этой схеме двояко: а) Конечная скорость нарастания ОУ порождает проблемы даже для отно-

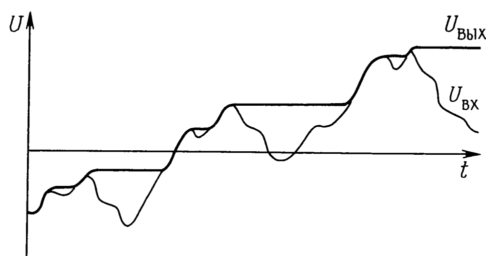


Рис. 4.39.

сительно медленно меняющихся входных сигналов. Для большей ясности отметим, что выход ОУ попадает в отрицательное насыщение, когда вход усилителя имеет менее положительный потенциал, чем выход (постарайтесь изобразить напряжение ОУ в виде графика; не забудьте о прямом падении напряжения на диоде). Итак, выход ОУ должен стремиться к величине выходного напряжения (плюс падение напряжения на диоде) тогда, когда входной сигнал начинает превышать уровень выходного. При скорости нарастания S это можно грубо описать выражением $(U_{вых} - U_-)/S$, где U_- – отрицательное напряжение питания, $U_{вых}$ – выходное напряжение. б) Входной ток смещения вызывает медленный разряд конденсатора (или его заряд в зависимости от знака смещения). Это явление называют иногда «утечкой заряда» и для того, чтобы избежать его, лучше всего использовать ОУ с очень малым током смещения. По той же причине и диод следует подбирать таким образом, чтобы он имел малую утечку (например, можно использовать диод типа FJT1100, обратный ток которого не превышает 1 пА при напряжении 20 В, или «полевой диод» типа PAD-1 фирмы Siliconix или типа ID101 фирмы Intersil); выходные каскады ОУ должны иметь больший импеданс (лучше всего использовать ОУ на полевых транзисторах или ОУ со входами на полевых транзисторах. в) Максимальный выходной ток ОУ ограничивает скорость изменения напряжения на конденсаторе, иначе говоря, скорость, с которой сигнал на выходе отслеживает изменение сигнала на входе. Поэтому при выборе конденсатора приходится идти на компромисс между скоростью утечки заряда и скоростью нарастания выходного напряжения.

Пусть, например, в этой схеме использован ОУ типа 741 (такой выбор нельзя назвать удачным из-за большого тока смещения, который имеет этот усилитель), тогда конденсатор емкостью 1 мкФ будет иметь утечку заряда $dU/dt = I_{см}/C = 0{,}08$ В/с, а возможная скорость изменения напряжения на выходе составит всего $dU/dt = I_{вых}/C = 0{,}02$ В/мкс. Эта максимальная скорость значительно меньше, чем скорость нарастания ОУ, равная 0,5 В/мкс, так как она ограничена максимальным выходным током, равным 20 мА, который заряжает конденсатор емкостью 1 мкФ. Если уменьшить емкость, то можно получить большую скорость нарастания на выходе за счет большой утечки заряда. С практической точки зрения в качестве входного усилителя мощности и выходного повторителя гораздо лучше выбрать ОУ типа LF355 со входами на полевых транзисторах (ток смещения равен 30 пА, выходной ток – 20 мА) и взять конденсатор, имеющий емкость $C = 0{,}01$ мкФ. При таком сочетании компонентов утечка будет составлять всего 0,006 В/с, а скорость нарастания для схемы в целом будет равна 2 В/мкс. Еще лучше характеристики получатся, если взять ОУ на полевых транзисторах типа OPA111 или AD549, для которых входной ток не превышает 1 пА. Характеристики схемы может ухудшить утечка самого конденсатора, даже если используются очень высококачественные конденсаторы, например полистироловые или поликарбонатные (см. разд. 7.05).

Схемные средства устранения влияния утечки диода. Очень часто разумно построенная схема помогает разрешить проблемы, создаваемые отклонениями схемных компонентов от идеальных. Такой способ преодоления трудностей, с одной стороны, доставляет удовольствие разработчику, а с другой – дает экономический эффект. Рассмотрим здесь некоторые примеры (этим вопросам посвящена гл. 7).

Допустим, нам нужен высококачественный пиковый детектор, обладающий мак-

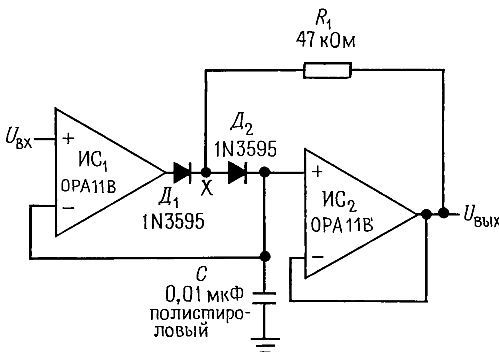


Рис. 4.40.

симальным отношением скорости нарастания на выходе схемы к спаду вершины импульса. Если в схеме пикового детектора использованы ОУ с самыми малыми входными токами (в некоторых ОУ ток смещения равен всего 0,01 пА), то спад вершины импульса будет определяться утечкой диода, так как токи утечки самых хороших диодов (см. табл. 1.1) превышают столь малые токи смещения ОУ. На рис. 4.40 показана разумно составленная схема. Как и прежде, напряжение на конденсаторе повторяет входное колебание на интервале его увеличения: интегральная схема $ИС_1$ заряжает конденсатор через оба диода, а выходное напряжение схемы $ИС_2$ не оказывает на этот процесс никакого влияния. Когда значение входного напряжения становится меньше пикового, $ИС_1$ переходит в режим насыщения, а $ИС_2$ поддерживает напряжение в точке X равным напряжению на конденсаторе и полностью устраняет утечку в диоде $Д_2$. Небольшой ток утечки диода $Д_1$ протекает через резистор R_1 и создает на нем пренебрежимо малое падение напряжения. Безусловно, оба ОУ должны иметь очень малые токи смещения. Неплохо остановить свой выбор на ОУ типа OPA111B, в котором высокая точность ($U_{см} = 250$ мкВ, максимальное значение) сочетается с небольшим входным током (1 пА, максимальное значение). Эта схема является аналогом схемы защиты, используемой для высокоомных или малосигнальных измерений.

Отметим, что входные ОУ в рассмотренных схемах пиковых детекторов большую часть времени находятся в режиме отрицательного насыщения и выходят из него, только при условии, что уровень сигнала на входе превысил пиковое напряжение, сохраненное конденсатором. Однако, судя по схеме активного выпрямителя (разд. 4.10), выход из насыщения может занять существенное время (например, для схемы типа LF411 он составляет 1–2 мкс). В связи с этим может получиться так, что круг ваших интересов будет ограничен только операционными усилителями с высокой скоростью нарастания.

Сброс пикового детектора. На практике обычно желательно тем или иным способом производить сброс выхода пикового детектора. Один из способов состоит в подключении к выходу схемы резистора, благодаря которому напряжение на выходе затухает с постоянной времени RC. При этом схема «запоминает» только последние пиковые значения. Более совершенный способ состоит в подключении к конденсатору C транзисторного переключателя; выход схемы сбрасывается в нуль за счет поданного на базу короткого импульса. Как показано на рис. 4.38 к конденсатору можно подключить n-канальный полевой МОП-транзистор; в тот момент, когда потенциал затвора становится положительным, конденсатор сбрасывается в нуль.

4.16. Выборка-запоминание

Схеме детекторного повторителя близка схема выборки-запоминания. Эти схемы широко распространены в цифровых системах, где требуется осуществлять преобразование аналоговых напряжений в цифровые значения, с которыми работает компьютер. Чаще всего производится захват и фиксация напряжения (напряжений), само же преобразование выполняется в дальнейшем. Основными компонентами схемы выборки-запоминания являются операционный усилитель и переключатель на полевом транзисторе; суть схемы поясняет рис. 4.41, *а*). $ИС_1$ – это повторитель, предназначенный для формирования низкоомного отображения

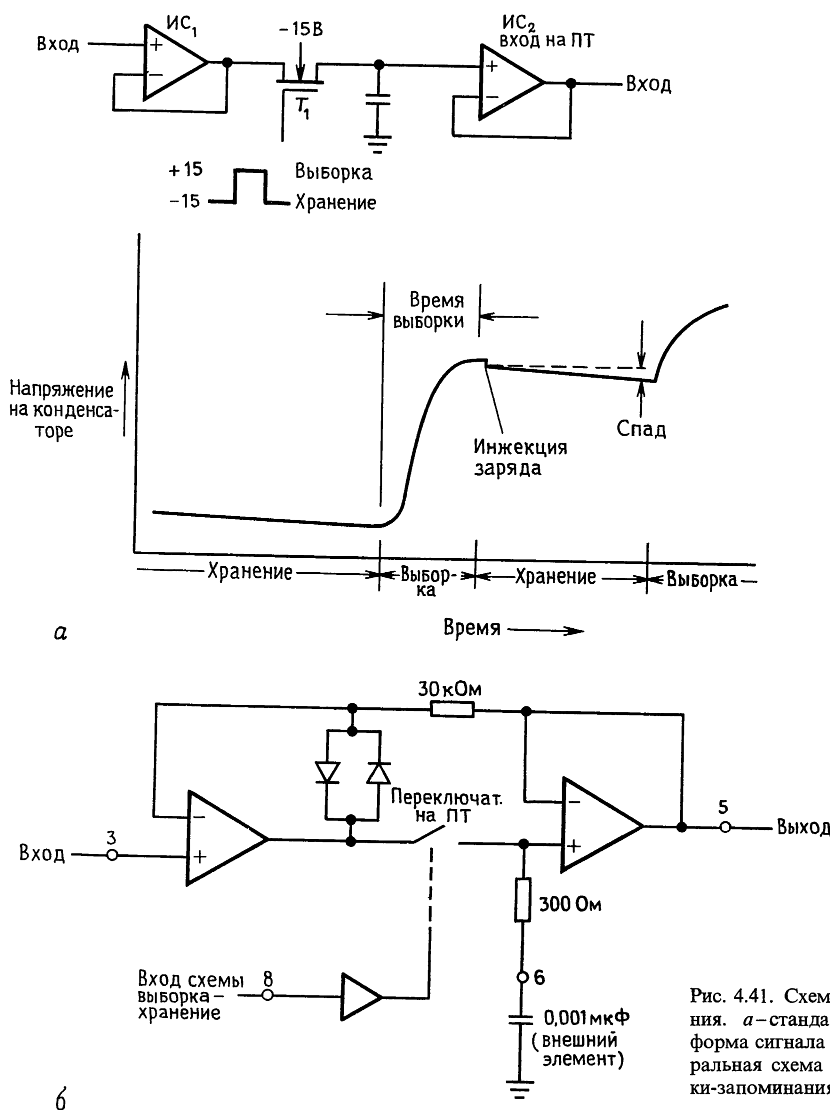


Рис. 4.41. Схема выборки-запоминания. *а* – стандартная конфигурация, форма сигнала утрирована; *б* – интегральная схема LF398 – схема выборки-запоминания на одном кристалле.

входного сигнала. Транзистор T_1 пропускает сигнал во время «выборки» и блокирует его прохождение в момент «запоминания». Конденсатор *С* запоминает сигнал таким, как он был в момент выключения транзистора T_1. ИС$_2$ – это повторитель с большим входным импедансом (со входами на полевых транзисторах), благодаря чему минимизируется ток через конденсатор во время «запоминания». Величина *С* выбирается, исходя из компромисса: ток утечки в T_1 и повторителе вызывает спад напряжения на конденсаторе *С* во время запоминания в соответствии с выражением $dU/dt = I_{\text{утечки}}/C$. В связи с этим для минимизации спада конденсатор *С* должен быть большим. Однако, сопротивление транзистора T_1 во включенном состоянии образует в сочетании с конденсатором *С* фильтр низких частот. В связи с этим конденсатор *С* должен быть небольшим, тогда высокочастотные сигналы не будут искажаться. ИС$_1$ должна обеспечивать

ток заряда конденсатора $C - I = CdU/dt$ и должна обладать достаточной скоростью нарастания для повторения входного сигнала. На практике скорость нарастания всей схемы обычно ограничивается выходным током $ИС_1$ и сопротивлением транзистора T_1 во включенном состоянии.

Упражнение 4.8. Допустим, что схема $ИС_1$ дает выходной ток, равный 10 мА; $C = 0{,}01$ мкФ. При какой максимальной скорости нарастания сигнала на входе схема может в точности повторять входной сигнал? Чему равна выходная ошибка, если сопротивление транзистора T_1 во включенном состоянии составляет 50 Ом, а входной сигнал нарастает со скоростью 0,1 В/мкс? Чему равна скорость спада в состоянии «запоминания», если ток утечки транзистора T_1 и $ИС_2$ составляет 1 нА?

Как в схеме выборки-запоминания, так и в схеме пикового детектора ОУ управляет емкостной нагрузкой. При разработке подобных схем помните, что для них нужен ОУ, обладающий стабильностью при единичном коэффициенте усиления и емкостной нагрузке. Некоторые ОУ (например, типа LF355/6) предназначены специально для работы непосредственно на большую емкостную нагрузку (0,01 мкФ). Другие практические приемы мы обсудим в разд. 7.07 (см. рис. 7.17).

Разрабатывать схемы выборки-запоминания нет необходимости, т.к. промышленность выпускает прекрасные ИС, которые включают в себя все необходимые элементы за исключением конденсатора. Широко используется схема типа LF398 фирмы National; в недорогом корпусе с 8 выводами заключен переключатель на полевом транзисторе и два ОУ. Рис. 4.41, б), показывает, как воспользоваться этой схемой. Обратите внимание, что петля обратной связи охватывает *оба* ОУ. Существует множество интегральных схем выборки-запоминания, обладающих характеристиками, лучшими, чем у LF398; например, схема типа AD585 фирмы Analog Devices включает в себя внутренний конденсатор и гарантирует максимальное время захвата 3 мкс при точности 0,01% для сигнала в виде ступени величиной 10 В.

ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ ПОГЛОЩЕНИЕ

Конденсаторам присущи недостатки. Прежде всего это – утечка (параллельное сопротивление), последовательное сопротивление и индуктивность, ненулевой температурный коэффициент. Реже вспоминают про *диэлектрическое поглощение* – явление, которое очень ярко проявляет себя в следующей ситуации: возьмем большой танталовый конденсатор, заряженный до напряжения 10 В и быстро его разрядим, подключив к его выводам резистор 100 Ом. Удалим резистор и понаблюдаем за напряжением на конденсаторе с помощью вольтметра с большим импедансом. Представьте себе, что напряжение на конденсаторе *будет восстанавливаться*, и за несколько секунд достигнет величины примерно 1 В.

Явление диэлектрического поглощения (диэлектрической *памяти*) недостаточно изучено, полагают, что оно связано с остаточной поляризацией диэлектрического вещества; особенно плохим в этом отношении является такой диэлектрик, как слюда с присущей ей слоистой структурой. С точки зрения схемы добавочная поляризация проявляет себя так, как если бы к выводам конденсатора подключили ряд последовательных *RC*-цепочек (рис. 4.42, *а*) с постоянными времени в диапазоне от $\simeq 100$ мкс до нескольких секунд. По свойству диэлектрического поглощения диэлектрики существенно отличаются друг от друга; графики на рис. 4.42, *б*, отражают зависимость сохраняемого напряжения от времени для нескольких высококачественных диэлектриков после воздействия на них сигнала в виде ступени с амплитудой 10 В и длительностью 100 мкс.

Диэлектрическое поглощение может порождать серьезные ошибки в интеграторах и других аналоговых схемах, которые рассчитаны на идеальные харак-

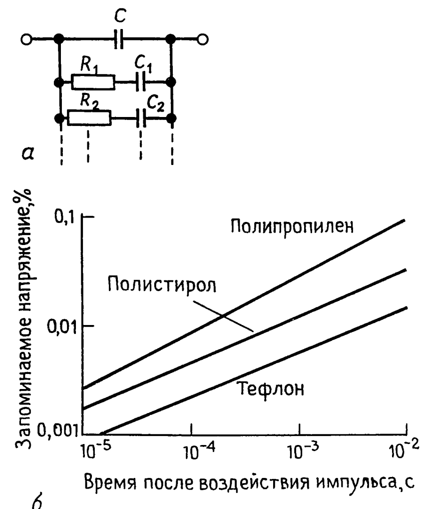


Рис. 4.42. Диэлектрическое поглощение в кондесаторах. *а* – модель, *б* – зафиксированные изменения для некоторых диэлектриков (по фирменной документации Hybrid Systems HS9716).

теристики конденсаторов. Если, например, к схеме выборки-запоминания подключена схема аналого-цифрового преобразования, то диэлектрическое поглощение может привести к ужасающим результатам. В подобных случаях конденсаторы нужно выбирать как можно тщательней (с этой точки зрения наилучшим диэлектриком является тефлон), лишний раз подвергая свой выбор сомнению. В особых случаях можно прибегнуть и к компенсационным схемам, в которых влияние диэлектрического поглощения конденсатора электрически устраняют с помощью тщательно настроенных *RC*-цепочек. Такой подход используется в некоторых высококачественных модулях выборки-запоминания, производимых фирмой Hybrid Systems.

4.17. Активный ограничитель

На рис. 4.43 показан активный ограничитель, который представляет собой один из вариантов схемы, рассмотренной в гл. 1. Для показанных на схеме величин компонентов напряжение на входе, отвечающее условию $U_{вх} < +10$ В, приводит выход ОУ в состояние насыщения, и выполняется условие $U_{вых} = U_{вх}$. Когда напряжение $U_{вх}$ превышает 10 В, диод замыкает цепь обратной связи и фиксирует на выходе значение 10 В. В этой схеме конечная скорость нарастания ОУ является причиной появления небольших искажений (выбросов) в выходном сигнале, которые возникают в тот момент, когда входное напряжение в процессе нарастания достигает значения напряжения фиксации (рис. 4.44).

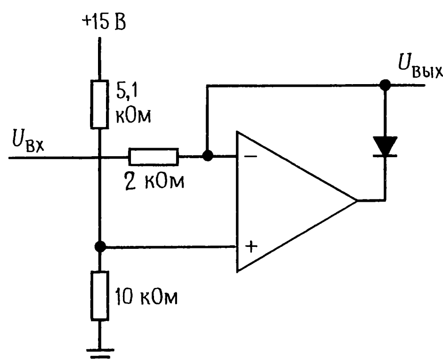


Рис. 4.43.

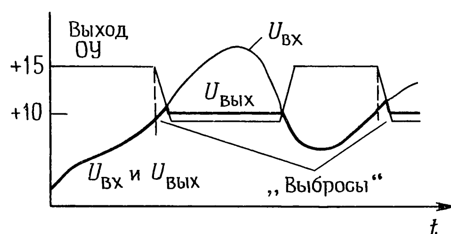


Рис. 4.44.

4.18. Схема выделения модуля абсолютного значения сигнала

Схема, показанная на рис. 4.45, позволяет получать на выходе положительное напряжение, равное абсолютной величине входного сигнала; она представляет собой двухполупериодный выпрямитель. Как обычно, операционные усилители с цепью обратной связи устраняют влияние падений напряжения на диодах, характерное для пассивного выпрямителя.

Упражнение 4.9. Объясните, как работает схема, показанная на рис. 4.45. Подсказка: сначала на вход нужно подать положительное напряжение и посмотреть, что будет, а затем – отрицательное напряжение.

На рис. 4.46 показана еще одна схема определения абсолютного значения. Она представляет собой сочетание вспомогательного инвертора ($ИС_1$) и активного ограничителя ($ИС_2$). При положительных уровнях входного напряжения ограничитель не влияет на работу схемы, его выход находится в насыщении, и в результате $ИС_1$ работает как инвертор с единичным коэффициентом усиления. Таким образом, выходное напряжение по абсолютно-

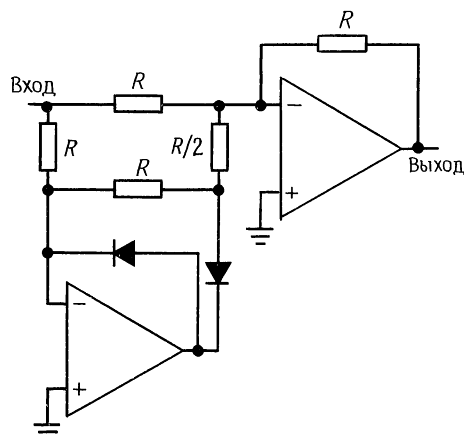


Рис. 4.45. Активный двухполупериодный выпрямитель.

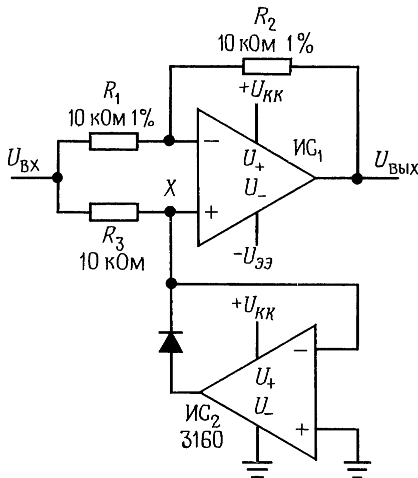


Рис. 4.46.

му значению равно входному. При отрицательных уровнях входного напряжения ограничитель поддерживает в точке X напряжение, равное потенциалу земли, и при этом ИС$_1$ работает как инвертор с единичным коэффициентом усиления. Таким образом, выходное напряжение равно абсолютной величине входного напряжения. Если ИС$_2$ запитывается от единственного источника положительного напряжения, то отпадают проблемы, связанные с конечной скоростью нарастания, так как напряжение на выходе ограничителя изменяется лишь в пределах падения напряжения на диоде. Отметим, что от резистора R_3 высокая точность не требуется.

4.19. Интеграторы

На основе операционных усилителей можно строить почти идеальные интеграторы, на которые не распространяется ограничение $U_{вых} \ll U_{вх}$. На рис. 4.47 показана такая схема. Входной ток $U_{вх}/R$ протекает через конденсатор C. В связи с тем что инвертирующий вход имеет потенциальное заземление, выходное напряжение определяется следующим образом: $U_{вх}/R = -C(dU_{вых}/dt)$ или $U_{вых} = \frac{1}{RC}\int U_{вх}\,dt + \text{const}$. Безусловно, входным сигналом может быть и ток, в этом случае резистор R не нужен. Представленной здесь схеме присущ один недостаток, связанный с тем, что выходное напряжение имеет тенденцию к дрейфу, обусловленному сдвигами ОУ и током смещения (обратной связи по постоянному току, которая нарушает правило 3 из разд. 4.08, здесь нет). Это нежелательное явление можно ослабить, если использовать ОУ на полевых транзисторах, отрегулировать входное напряжение сдвига ОУ и выбрать большие величины для R и C. Кроме того, на практике часто прибегают к периодическому сбросу в нуль интегратора с помощью подключенного к конденсатору переключателя (обычно на полевом транзисторе), поэтому играет роль только кратковременный дрейф. В качестве примера рассмотрим интегратор, в котором использован ОУ на полевых транзисторах типа LF411 (ток смещения составляет 25 пА), настроенный на нуль (напряжение сдвига составляет не более 0,2 мВ). Резистор и конденсатор выбраны так: $R = 10$ МОм и $C = 10$ мкФ; для такой схемы дрейф не превышает 0,005 В за 1000 с.

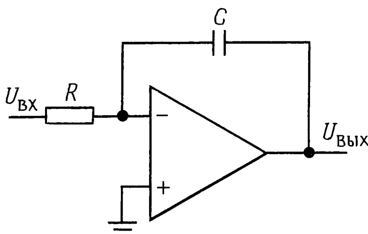


Рис. 4.47. Интегратор.

Если остаточный дрейф по-прежнему слишком велик для конкретного случая использования интегратора, то к конденсатору C следует подключить большой резистор R_2, который обеспечит стабильное смещение за счет обратной связи по постоянному току. Такое подключение приведет к ослаблению интегрирующих свойств на очень низкой частоте: $f < 1/R_2C$. На рис. 4.48 показаны интеграторы, в которых использованы переключатели для сброса на полевых транзисторах и резистор стабилизации смещения. В схемах такого типа может потребоваться резистор обратной связи с очень большим сопротивлением. На рис. 4.49 пока-

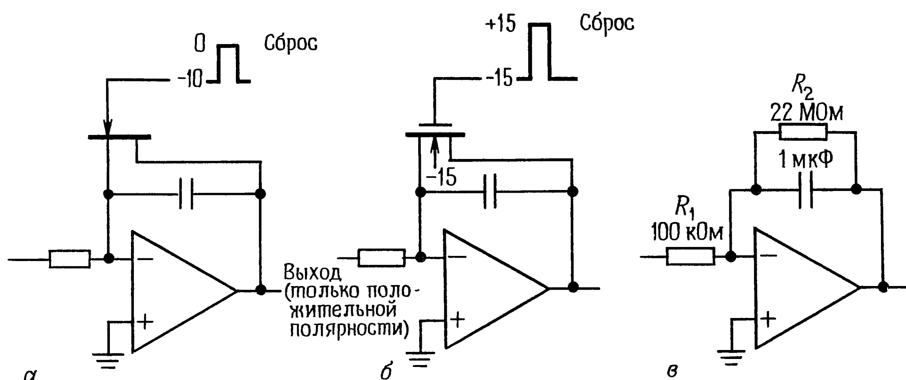


Рис. 4.48. Интеграторы на основе ОУ с переключателями для сброса.

зан прием, с помощью которого большое эффективное значение сопротивления обратной связи создается за счет резисторов с относительно небольшими сопротивлениями. Представленная цепь обратной связи работает как один резистор с сопротивлением 10 МОм в стандартной схеме инвертирующего усилителя с коэффициентом усиления по напряжению, равным −100. Достоинство этой схемы состоит в том, что она позволяет использовать удобные сопротивления резисторов и не создает опасности из-за влияния паразитной емкости, которую всегда нужно учитывать при работе с большими резисторами. Отметим, что в схеме идеального преобразователя тока в напряжение (разд. 4.09) описанный выше прием может привести к увеличению эффективного входного напряжения сдвига. Например, если схема, показанная на рис. 4.49, подключена к источнику с большим импедансом (скажем, на вход поступает ток от фотодиода и входной резистор опущен), то выходной сдвиг будет в 100 раз превышать $U_{сдв}$. Если в той же схеме есть резистор обратной связи величиной 10 МОм, то выходное напряжение равно $U_{сдв}$ (сдвигом, обусловленным входным током, можно пренебречь).

Схемная компенсация утечки полевого транзистора. Рассмотрим интегратор с переключателем на полевом транзисторе (рис. 4.48). Ток утечки перехода сток–исток протекает через суммирующий переход даже в том случае, когда полевой транзистор находится в состоянии ВЫКЛ. Эта ошибка может быть преобладающей в интеграторе в случае использования операционного усилителя с очень малым входным током и конденсатора с небольшой утечкой. Например, превосходный «электрометрический» ОУ типа AD549 со входами на полевых транзисторах обладает входным током величиной 0,06 пА (максимум), а высококачественный металлизированный тефлоновый или полистироловый конденсатор емкостью 0,01 мкФ обладает сопротивлением утечки величиной 10^7 МОм (минимум). При таких условиях интегратор, без учета схемы сброса, поддерживает на суммирующем переходе прямой ток величиной ниже 1 пА (для худшего случая, когда выходной сигнал составляет 10 В двойной амплитуды), что соответствует величине изменения dU/dt на выходе, равной

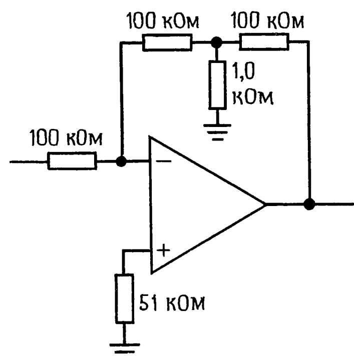


Рис. 4.49.

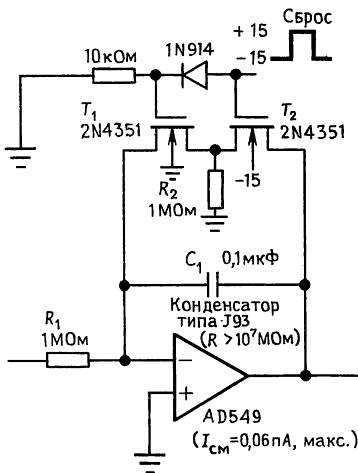


Рис. 4.50.

0,01 мВ/с. Для сравнения посмотрите, чему равна утечка такого популярного МОП-транзистора, как например 2N4351 (в режиме обогащения). При $U_{ист-сток} =$ 10 В и $U_{затв-ист} = 0$ В максимальный ток утечки равен 10 нА. Иными словами, утечка полевого транзистора в 10000 раз больше, чем утечка всех остальных элементов, взятых вместе.

На рис. 4.50 показано интересное схемное решение. Оба *n*-канальных МОП-транзистора переключаются вместе, однако транзистор T_1 переключается тогда, когда напряжение на затворе равно нулю и + 15 В, при этом в состоянии ВЫКЛ (напряжение на затворе равно нулю) утечка затвора (а также утечка перехода сток–исток) полностью исключается. В состоянии ВКЛ конденсатор, как и прежде, разряжается, но при удвоенном $R_{вкл}$. В состоянии ВЫКЛ небольшой ток утечки транзистора T_2 через резистор R_2 стекает на землю, создавая пренебрежимо малое падение напряжения. Через суммирующий переход ток утечки не протекает, так как к истоку, стоку и подложке транзистора T_1 приложено одно и тоже напряжение. Сравните эту схему со схемой пикового детектора с нулевой утечкой, приведенной на рис. 4.40.

4.20. Дифференциаторы

Дифференциаторы подобны интеграторам, в них только меняются местами резистор R и конденсатор C (рис. 4.51). Инвертирующий вход ОУ заземлен, поэтому изменение входного напряжения с некоторой скоростью вызывает появление тока $I = C(dU_{вх}/dt)$, а следовательно, и выходного напряжения $U_{вх} = -RC \times$ $\times (dU_{вх}/dt)$. Дифференциаторы имеют стабилизированное смещение, неприятности создают обычно шумы и нестабильность работы на высоких частотах, что связано с большим усилением ОУ и внутренними фазовыми сдвигами. В связи с этим следует ослаблять дифференцирующие свойства схемы на некоторой максимальной частоте. Обычно для этого используют метод, который показан на рис. 4.52. Компоненты R_1 и C_2, с помощью которых создается спад, выбирают с учетом уровня шума и ширины полосы пропускания ОУ. На высоких частотах благодаря резистору R_1 и конденсатору C_2 схема начинает работать как интегратор.

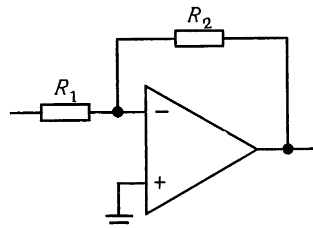


Рис. 4.51.

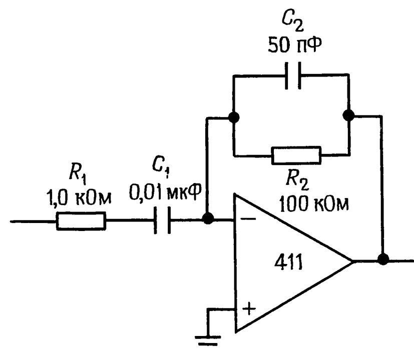


Рис. 4.52.

РАБОТА ОУ С ОДНИМ ИСТОЧНИКОМ ПИТАНИЯ

Для работы операционного усилителя не требуется иметь стабилизированные источники питания ± 15 В. Можно использовать расщепленные источники более низкого напряжения или несимметричные источники (например, + 12 В и − 3 В), которые обеспечивают полный диапазон напряжения питания ($U_+ - U_-$), согласно спецификации ОУ (см. табл. 4.1). Часто подходящими оказываются нестабилизированные источники напряжения, так как благодаря отрицательной обратной связи обеспечивается высокое значение коэффициента ослабления влияния напряжения источника питания (для ОУ типа 411 типичным является значение 90 дБ). Во многих случаях бывает удобно, чтобы ОУ работал от одного источника питания, например + 12 В. Это можно делать и с обычным ОУ, создав «искусственное опорное напряжение» относительно земли, если позаботиться об обеспечении минимально необходимого питания, обеспечивающего диапазоны выходного и входного синфазного напряжения. В некоторых современных операционных усилителях во входной и выходной диапазоны входит и напряжение отрицательного источника (т. е. потенциал земли при работе с одним источником питания). Для таких ОУ возможность работы с одним источником особенно заманчива благодаря простоте. Однако имейте в виду, что наиболее распространено использование расщепленных симметричных источников питания.

4.21. Смещение усилителей переменного тока, использующих один источник питания. Для операционных усилителей общего назначения типа 411 размах напряжения на входах и на выходе обычно меньше диапазона напряжения питания (по абсолютной величине) на 1,5 В. Если вывод U_- соединить не с источником напряжения, а с землей, то ни на входе, ни на выходе напряжение не будет равно потенциалу земли. Если же создать опорное напряжение (равное, например, 0,5 U_+), то с его помощью можно сместить ОУ,

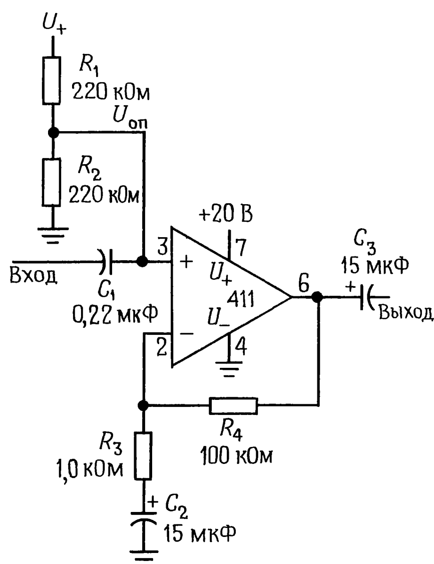


Рис. 4.53.

и он будет работать так, как требуется (рис. 4.53). Эта схема представляет собой усилитель звуковых частот с усилением 40 дБ. Опорное напряжение $U_{оп} = 0{,}5\ U_+$ обеспечивает полный размах выходного напряжения, равный приблизительно 17 В от пика до пика (около 6 В эфф.) без среза вершин сигнала. Конденсаторы на входе и выходе блокируют уровень напряжения постоянного тока, равный $U_{оп}$.

4.22. Операционные усилители с одним источником питания. Существует такой класс операционных усилителей, который допускает работу с одним источником положительного напряжения питания. Это связано с тем, что входные напряжения могут изменяться вплоть до предельного отрицательного значения (обычно привязанного к потенциалу земли). В этом классе в свою очередь можно выделить два типа в зависимости от возможностей выходного каскада: в усилителях первого типа размах выходного напряжения ограничен снизу значением U_-, в усилителях второго типа – *двумя* значениями напряжения питания:

1. Операционный усилитель типа LM324 (четыре ОУ в одной ИС)/LM358 (два ОУ в одной ИС), LT1013 и TLC270. Для этих схем нижний предел диапазона входного

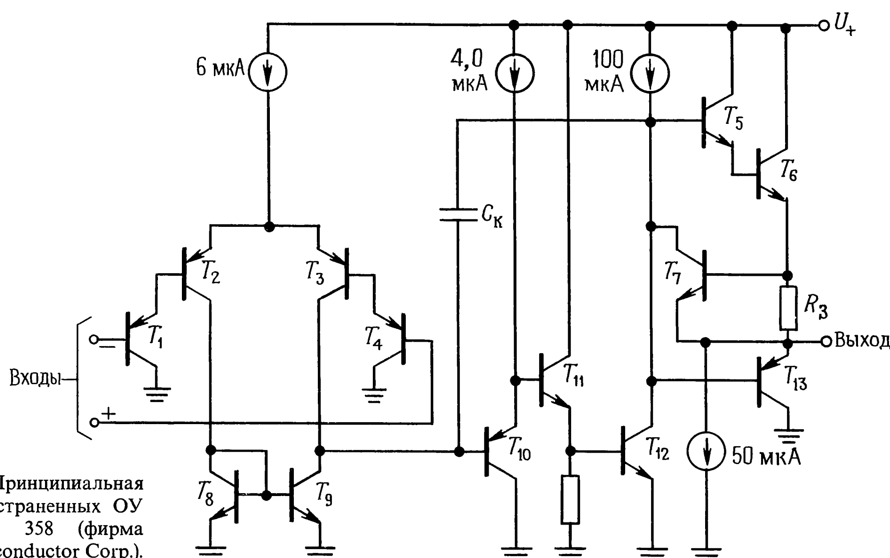


Рис. 4.54. Принципиальная схема распространенных ОУ типа 324 и 358 (фирма National Semiconductor Corp.).

синфазного сигнала на 0,3 В ниже, чем U_-, а размах выходного напряжения ограничен снизу значением напряжения U_-. Как на входах, так и на выходе предельное значение напряжения на 1,5 В меньше, чем напряжение U_+. Если требуется, чтобы входной диапазон был ограничен значением U_+, то лучше использовать ОУ типа LM301/307, OP-41 или 355; пример использования такого типа ОУ приведен в разд. 6.24, посвященном обсуждению источников постоянного тока. Для того, чтобы понять некоторые тонкости построения таких ОУ, полезно обратиться к принципиальной схеме (рис. 4.54). Она представляет собой дифференциальный усилитель; в качестве активной нагрузки входного каскада использовано токовое зеркало, выходной каскад является двухтактным и обеспечивает ограничение выходного тока. Запомните следующие основные моменты (напряжение U_- будем называть землей):

Входы: использование на входе *p–n–p*-структуры приводит к тому, что размах напряжения ограничен снизу значением, которое на 0,3 В ниже потенциала земли; при превышении этого предела на любом из входов состояние выхода становится непредсказуемым (например, напряжение на выходе может стать отрицательным).

Выход: транзистор T_{13} работает при низком выходном напряжении и может принять большой втекающий ток, однако он способен удержать выходное напряжение только на уровне падения напряжения на диоде относительно земли. Более низкие напряжения обеспечивает приемник тока на 50 мкА; это означает, что при низких уровнях выхода (близких к 0 В) нельзя использовать нагрузку, через которую в схему пойдет ток, больший 50 мкА, в противном случае напряжение на выходе не сможет приблизиться к потенциалу земли более чем на величину падения напряжения на диоде. Даже при использовании «хорошей» нагрузки (например, в виде разомкнутой цепи) приемник тока не может приблизить выходное напряжение к потенциалу земли более чем на величину напряжения насыщения (0,1 В). Если надо, чтобы выходное напряжение было в точности равно потенциалу земли, то нагрузка должна отбирать небольшой ток; это может быть, например, заземленный резистор. В последнее время к семейству операционных усилителей с одним источником питания со входами на транзисторах *p–n–p*-типа добавились следующие схемы: прецизионные ОУ типа LT1006 и LT1014 (в одном корпусе один и четыре ОУ, соответственно), микромощные ОУ

типа OP-20 и OP-90 (в обоих случаях в одном корпусе один ОУ), и LP324 (в одном корпусе четыре ОУ).

Примеры схем с этими операционными усилителями будут приведены после того, как мы рассмотрим еще один тип ОУ, работающий с одним источником питания.

2. Операционный усилитель типа LM10 (на биполярных транзисторах) или CA5130/5160 (на полевых МОП-транзисторах). В выходных каскадах этих ОУ используют комплементарные полевые транзисторы. Когда они полностью открыты, то их сопротивление, включенное между выходом и источником питания (U_+ или U_-), мало. Следовательно, размах выходного напряжения ограничен значениями напряжения источников питания. Кроме того, напряжение на входах может становиться ниже напряжения U_- на 0,5 В. В отличие от ОУ типа LM10, для ОУ типа CA5130 и 5160 полный диапазон питающего напряжения может составлять не более 16 В, а диапазон входного синфазного напряжения ограничен значениями $\pm$ 8 В. В большинстве операционных усилителей на КМОП-транзисторах размах выходного напряжения ограничен значениями питающих напряжений, однако нужно иметь в виду, что существуют такие семейства ОУ, в которых размах ограничен значением одного питающего напряжения. Отметим также, что входной диапазон большинства ОУ на КМОП-транзисторах, также как ОУ на биполярных транзисторах, включает по крайней мере одно значение напряжения питания. Например, в популярной серии интегральных схем TLC27*xx* фирмы TI размах входного и выходного напряжения ограничен только отрицательным значением напряжения питания, в тоже время в ОУ типа LMC660 фирмы National, в серии схем типа ICL76*xx* фирмы Intersil и в ОУ на КМОП-транзисторах фирмы RCA выходной размах ограничен двумя значениями напряжения питания (правда, входной диапазон синфазного сигнала ограничен только отрицательным значением напряжения питания). Особое место среди ОУ занимают КМОП-операционные усилители типа ICL612 и AD1701/2, в которых и входной, и выходной диапазоны ограничены *двумя* значениями напряжения питания.

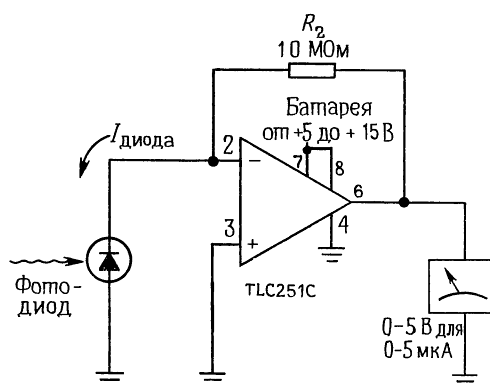


Рис. 4.55. Фотометр с одним источником питания.

Пример: фотометр с одним источником питания. На рис. 4.55 показана типичная схема, в которой удобно использовать один источник питания. Подобную схему мы уже рассматривали выше, когда знакомились с преобразователями тока в напряжение. В связи с тем, что схему солнечной батареи можно с успехом использовать в портативных приборах для измерения светового потока, а также потому, что выходное напряжение может быть только положительным, само собой напрашивается желание использовать для этой схемы один источник питания в виде электрической батарейки. Резистор R_1 устанавливает размах выходного напряжения равным 5 В при входном фототоке величиной 0,5 мкА. В этой схеме нет необходимости регулировки напряжения смещения, так как неотрегулированное смещение величиной 10 мВ соответствует пренебрежимо малому показанию фотометра, величиной 0,2% полного размаха шкалы. Интегральная схема типа TLC251 представляет собой недорогой микромощный (питающий ток равен 10 мкА) ОУ на КМОП-транзисторах, в котором размах входного и выходного напряжения ограничен отрицательным значением напряжения питания. Благодаря небольшому входному току (типичное значе-

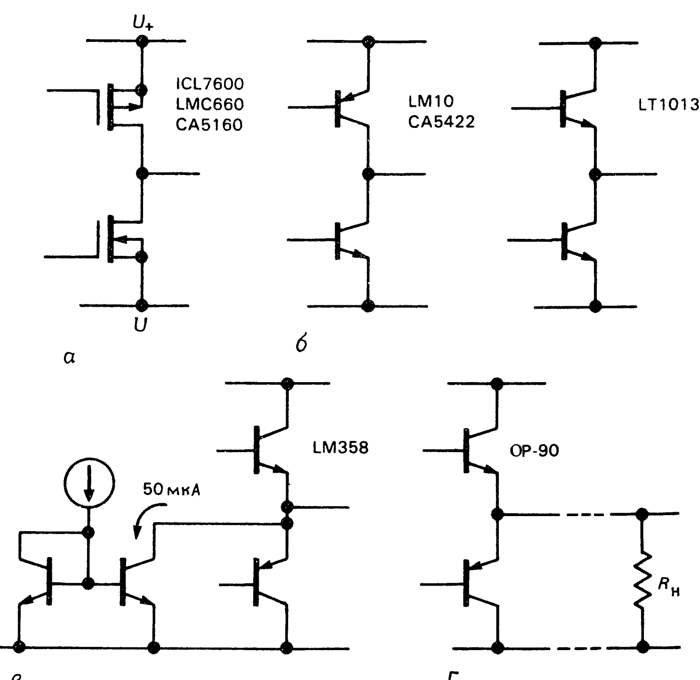


Рис. 4.56. Выходные каскады, используемые в ОУ с одним источником питания.

ние – 1 пА при комнатной температуре), эта схема подходит для приложений, подобных описанному здесь, в которых используется слабый ток. Отметим, что при использовании биполярного ОУ схема будет лучше работать при низких уровнях света, если фотодиод подключить так, как показано на рис. 4.94, л.

Если вы имеете дело с операционными усилителями с одним источником питания, будьте внимательны к заявлениям о выходном размахе, ограниченном отрицательным значением напряжения питания (потенциалом земли). На самом деле существуют четыре типа выходных каскадов, выходной размах которых ограничен потенциалом земли, но все они обладают разными свойствами (рис. 4.56): (а) операционные усилители с КМОП-транзисторами на выходе на самом деле обеспечивают размах, ограниченный значениями питающих напряжений; такой каскад может дотянуть выходное напряжение до потенциала земли, *даже если схема отбирает небольшой ток*. В качестве примера назовем схемы типа ICL76*хх*, LMC660 и CA5160. (б) Аналогично ведут себя операционные усилители с транзистором с общим эмиттером *n–p–n*-типа, на который подан потенциал земли, т. е. выходное напряжение ограничено потенциалом земли, даже если отбирается ток. Примерами служат схемы типа LM10, CA5422 и LT1013/14. Оба типа выходных каскадов могут, конечно, работать на разомкнутую схему или на нагрузку, которая *отбирает* ток на землю. (в) В некоторых ОУ, таких как 358 или 324, используется подключенный к «земле» повторитель *p–n–p*-типа (размах которого ограничен потенциалом земли в пределах нескольких падений напряжения на диоде), соединенный параллельно со схемой на транзисторах *n–p–n*-типа, потребляющей ток (отбирающей ток на землю). В схеме типа 358 внутренний потребляемый ток установлен равным 50 мкА. В этой схеме размах выходного напряжения ограничен точно потенциалом земли при условии, что отбираемый из нагрузки ток не превышает 50 мкА. Если же нагрузка порождает больший ток, то выходной размах ограничен потенциалом земли в пределах падения напряжения на диоде.

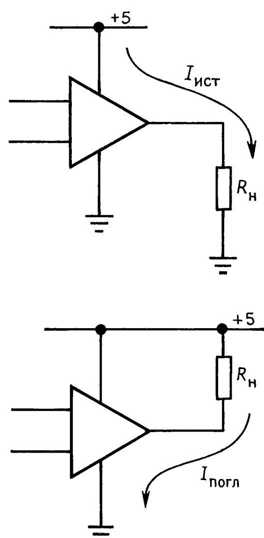


Рис. 4.57. Подключение нагрузки к ОУ с одним источником питания. Для всех вариантов схем с одним источником питания (*а–г*) размах выходного напряжения ограничен потенциалом земли, при условии, что схема является источником тока. Для некоторых вариантов схем (*а* и *б*) размах выходного напряжения ограничен потенциалом, близким к потенциалу земли, при этом схемы потребляют ток средней или значительной величины; схема *в* может потреблять ток величиной до 50 мкА, а для схемы *г* требуется нагрузочный резистор, соединенный с землей, тогда схема будет работать с напряжением, близким к потенциалу земли.

Как и прежде, выходная схема этого типа успешно работает *источником* тока на заземленную нагрузку (как в примере с фотометром). (г) И наконец, в некоторых ОУ с одним источником питания (например, типа OP-90) используется подключенный к «земле» повторитель *p–n–p*-типа без параллельного потребителя тока. Такой выходной каскад может иметь размах, ограниченный потенциалом земли только в том случае, если нагрузка «помогает», потребляя ток, т. е. подключена к земле. Если вы захотите использовать такой ОУ с нагрузкой, которая представляет собой источник тока, вам придется включить в схему внешний резистор, связанный с «землей» (рис. 4.57).

Предостережение: было бы неправильно считать, что выходной размах любого ОУ можно ограничить отрицательным значением напряжения питания, если подключить внешний потребитель тока. В большинстве случаев схема, управляющая выходным каскадом не допускает этого. Внимательно изучайте документацию на схему!

Пример: усилитель постоянного тока с одним источником питания. На рис. 4.58 показан типичный неинвертирующий усилитель с одним источником питания, предназначенный для усиления входного сигнала положительной полярности. Входное, выходное напряжение и положительное напряжение питания измеряются относительно потенциала земли, которая служит в качестве отрицательного напряжения питания для ОУ. Выходной «спускающий» резистор может потребоваться только в усилителях, отнесенных нами к первому типу, для обеспечения размаха, ограниченного потенциалом «земли»; эту функцию может выполнить цепь обратной связи или сама нагрузка. Важный момент: запомните, что выходное напряжение не может быть отрицательным;

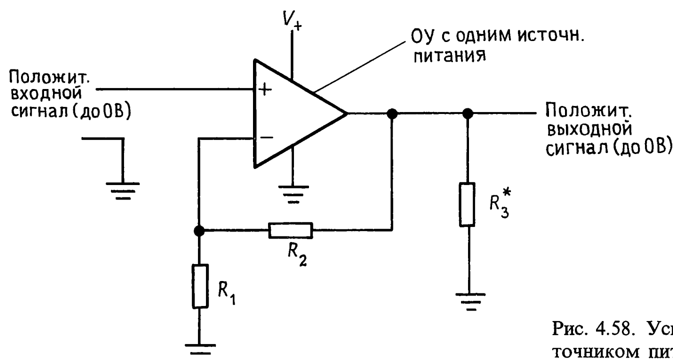


Рис. 4.58. Усилитель постоянного тока с одним источником питания.

следовательно, этот усилитель нельзя использовать, скажем, для звуковых радиосигналов переменного тока.

Операционные усилители с одним источником питания незаменимы в оборудовании, использующем питание от батареек. К этой теме мы еще обратимся в гл. 14.

КОМПАРАТОРЫ И ТРИГГЕР ШМИТТА

Очень часто бывает нужно установить, какой из двух сигналов больше, или определить, когда сигнал достигнет заданного значения. Например, при генерации треугольных колебаний через конденсатор пропускают положительный или отрицательный ток, полярность тока изменяют в тот момент, когда амплитуда достигает заданного пикового значения. Другим примером служит цифровой вольтметр. Для того чтобы преобразовать напряжение в код, на один из входов компаратора подают неизвестное напряжение, а на другой – линейно-нарастающее напряжение (конденсатор + источник тока). Цифровой счетчик подсчитывает периоды генератора, пока линейно-нарастающее напряжение меньше, чем неизвестное; в момент равенства амплитуд производится считывание результата, полученного на счетчике. Результат пропорционален входному напряжению. Такое преобразование называют интегрированием с одним углом наклона; в более сложных приборах используют интегрирование с двумя углами наклона (см. разд. 9.21).

4.23. Компараторы

Простейшим компаратором является дифференциальный усилитель с большим коэффициентом усиления, построенный на основе транзисторов или операционных усилителей (рис. 4.59). В зависимости от знака разности входных напряжений операционный усилитель оказывается в положительном или отрицательном насыщении. Коэффициент усиления по напряжению обычно превышает 100 000, поэтому, для того чтобы выход усилителя

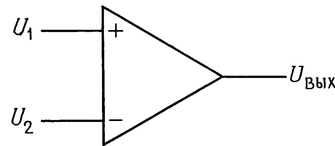


Рис. 4.59.

не насыщался, напряжение на входах должно быть равно долям милливольта. Хотя в качестве компаратора можно использовать (а часто и используют) обычный операционный усилитель, промышленность выпускает специальные интегральные схемы, предназначенные для использования в качестве компараторов. К ним относятся, например, интегральные схемы типа LM306, LM311, LM393, NE527 и TLC372. Эти кристаллы обладают очень высоким быстродействием и даже не принадлежат к семейству операционных усилителей. Например, для схемы типа NE521 скорость нарастания составляет несколько тысяч вольт в 1 мкс. Для компараторов обычно не используют термин «скорость нарастания», вместо этого говорят о задержке распространения относительно сигнала, заданного на вход.

Выходные каскады компараторов обычно обладают большей гибкостью в применениях, чем выходные каскады операционных усилителей. В обычном ОУ используют двухтактный выходной каскад, который обеспечивает размах напряжения в пределах между значениями напряжения питания (например, $\pm$ 13 В для ОУ типа 741, работающего от источников $\pm$ 15 В); в выходном каскаде компаратора эмиттер, как правило, бывает заземлен и выход снимается с «открытого коллектора». С помощью внешнего резистора «притяжения» (это название просто заимствовано из другой области), подключенного к источнику напряжения, можно сделать так, чтобы сигнал на выходе изменялся в пределах, скажем, от + 15 В до потенциала земли. В дальнейшем вы увидите, что для логических схем точно определяются значения напряжений сигналов, с которыми они должны работать; описанная схема подошла бы для

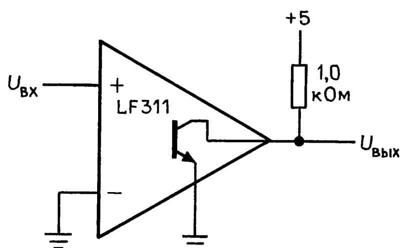


Рис. 4.60.

управления логическими схемами типа ТТЛ, получившими широкое распространение в цифровой электронике. Такая схема изображена на рис. 4.60. Напряжение на выходе переключается с уровня + 5 В на уровень потенциала земли, когда напряжение на входе становится отрицательным. Эта схема представляет собой пример использования компаратора для аналого-цифрового преобразования.

Это первый для нас пример схемы с открытым коллектором; прочитав гл. 8–11, вы увидите, что такую конфигурацию очень часто используют в логических схемах. При желании можно представить, что внешний «притягивающий» резистор дополняет внутреннюю схему компаратора и выступает в качестве коллекторной нагрузки для выходного транзистора *n–p–n*-типа. В связи с тем что выходной транзистор работает как насыщенный или разомкнутый переключатель, строгих требований к величине сопротивления резистора не предъявляют – обычно сопротивление выбирают в диапазоне от нескольких сотен до нескольких тысяч ом; небольшие величины сопротивления обеспечивают большую скорость переключения и повышают помехоустойчивость, правда за счет увеличения рассеиваемой мощности. Между прочим, несмотря на то что компараторы очень похожи на операционные усилители, в них никогда не используют отрицательную обратную связь, так как она понижает стабильность работы этих устройств (см. разд. 4.32–4.34). В то же время положительную обратную связь используют часто, вы убедитесь в этом, прочитав следующий раздел.

Некоторые пояснения по компараторам. Запомните: а) в связи с тем что в схеме нет отрицательной обратной связи, она не подчиняется правилу I; напряжения на входах неодинаковы; б) отсутствие отрицательной обратной связи приводит к тому, что входной импеданс (импеданс для дифференциального сигнала) не стремится принять высокое значение, характерное для операционного усилителя. В результате при срабатывании переключателя наблюдается изменение нагрузки и изменение (небольшое) входного тока; если импеданс управляющей схемы очень велик, то могут возникнуть весьма странные явления; в) в некоторых компараторах размах дифференциального входного сигнала ограничен и составляет иногда всего ± 5 В. Внимательно изучайте спецификации на интегральные схемы! Свойства некоторых распространенных компараторов приведены в табл. 9.3 и обсуждаются в разд. 9.7.

4.24. Триггер Шмитта

Простейшая схема компаратора, представленная на рис. 4.60, имеет два недостатка. При медленно изменяющемся входном сигнале напряжение на выходе также может изменяться достаточно медленно. Более того, если во входном сигнале присутствует шум, то на выходе может происходить дребезг в те моменты, когда напряжение на входе проходит через точку переключения (рис. 4.61). Оба недостатка позволяет устранить положительная обратная связь (рис. 4.62). Резистор R_3 создает в схеме два порога срабатывания в зависимости от состояния выхода. Для приведенного примера нижний порог срабатывания определяется уровнем 4,76 В при условии, что напряже-

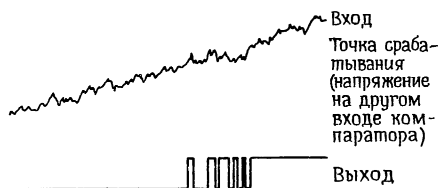


Рис. 4.61.

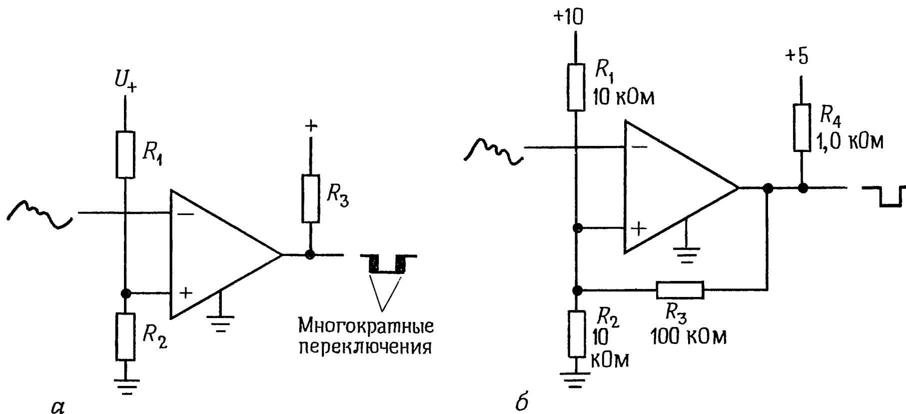


Рис. 4.62.

ние на выходе равно потенциалу земли (высокий уровень на входе); когда напряжение на выходе равно + 5 В, то порог определяется уровнем 5,0 В. Вероятность того, что шумовой сигнал на входе вызовет многократные переключения выхода, в данном случае меньше (рис. 4.63). Кроме того, положительная обратная связь обеспечивает быстрое переключение выхода независимо от скорости изменения входного колебания. (Для того чтобы еще больше увеличить скорость переключения, к резистору R_3 часто подключают небольшой ускоряющий конденсатор емкостью 10–100 пФ.) Эта схема и называется триггером Шмитта. (При использовании операционного усилителя «притягивающий» резистор был бы не нужен.) Состояние выхода зависит как от входного напряжения, так и от недавней предыстории – это так называемый эффект гистерезиса. Его иллюстрирует представленный на рис. 4.64 график зависимости выходного напряжения от входного. Для триггеров Шмитта с небольшим гистерезисом процедура разработки проста. Воспользуемся схемой, приведенной на рис. 4.62, *б*. Сначала выберем резистивный делитель ($R_1 R_2$), чтобы приблизительно установить правильное пороговое напряжение; если вы хотите, чтобы пороговое напряжение было близко к потенциалу земли, нужно воспользоваться одним резистором, который включен между неинвертирующим входом и землей. Далее, выберем резистор (положительной) обратной связи R_3, который обеспечит требуемый гистерезис. Напомним, что гистерезис равен выходному размаху, ослабленному резистивным делителем, образованным резисторами R_3 и $R_1 \| R_2$. И наконец, выберем выходной «притягивающий» резистор R_4, достаточно небольшой величины для обеспечения полного размаха в пределах питающего напряжения, принимая во внимание нагружающий эффект резистора R_3. Если вы хотите, чтобы пороговые напряжения были симметричны относительно потенциала земли, включите между неинвертирующим вхо-

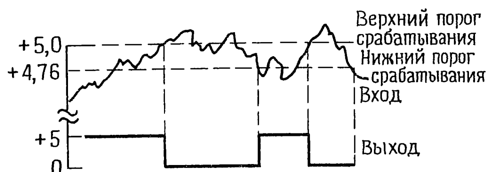


Рис. 4.63.

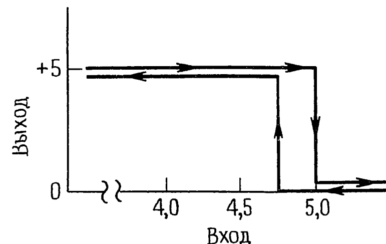


Рис. 4.64.

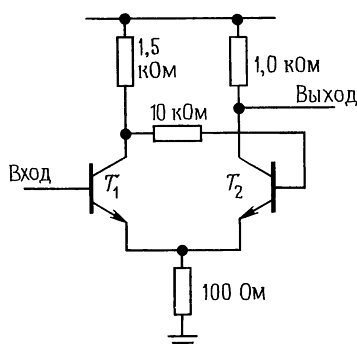


Рис. 4.65.

дом и источником отрицательного напряжения питания резистор смещения соответствующей величины. Резисторы можно подобрать так, чтобы выходной ток и импеданс находились в пределах требуемого диапазона.

Дискретная транзисторная схема триггера Шмитта. Для построения схемы триггера Шмитта можно также использовать обычные транзисторы (рис. 4.65). Транзисторы T_1 и T_2 имеют общий эмиттерный резистор. Важно, чтобы коллекторный резистор транзистора T_1 был больше, чем коллекторный резистор T_2. При выполнении этого условия пороговый уровень включения транзистора T_1, который превышает напряжение на эмиттере на величину падения напряжения на диоде, уменьшается при включении транзистора T_1, так как эмиттерный ток больше, если проводит транзистор T_2. Здесь, как и в рассмотренной выше интегральной схеме триггера Шмитта, наблюдается эффект гистерезиса для порогового напряжения триггера.

Упражнение 4.10. Разработайте триггер Шмитта на основе компаратора типа 311 (с открытым коллектором). Пороговые уровни должны быть равны +1,0 В и +1,5 В. К источнику напряжения +5 В подключите «притягивающий» резистор с сопротивлением 1,0 кОм. Для компаратора типа 311 используйте источники питания с напряжением ± 15 В.

ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ И УСИЛИТЕЛИ С КОНЕЧНЫМ УСИЛЕНИЕМ

В разд. 4.12 мы упомянули, что конечный коэффициент усиления операционного усилителя при разомкнутой цепи обратной связи ограничивает его возможности при использовании в схеме с обратной связью. В частности, коэффициент усиления при замкнутой цепи обратной связи никогда не может стать больше, чем коэффициент усиления при разомкнутой цепи обратной связи, а по мере того как величина коэффициента усиления при разомкнутой цепи обратной связи приближается к величине коэффициента усиления при замкнутой цепи обратной связи, усилитель все дальше отходит по своим характеристикам от идеального. В этом разделе мы оценим количественные отклонения, и вы сможете заранее определять характеристики усилителя с обратной связью, состоящего из реальных (а не идеальных) компонентов. Это будет полезно и при разработке усилителей с обратной связью на основе только дискретных компонентов (транзисторов); для дискретных усилителей коэффициент усиления при разомкнутой цепи обратной связи обычно намного меньше, чем для операционного усилителя. Их выходной импеданс, например отличен от нуля. Однако если вы будете хорошо разбираться в принципах обратной связи, то это поможет вам получить требуемые характеристики в любой схеме.

4.25. Уравнение для коэффициента усиления

Рассмотрим усилитель, обладающий конечным коэффициентом усиления и охваченный петлей обратной связи, образующей неинвертирующий усилитель (рис. 4.66). Коэффициент усиления усилителя при разомкнутой цепи обратной связи равен A, а благодаря обратной связи из входного напряжения вычитается часть выходного ($BU_{вых}$). В дальнейшем мы обобщим полученные результаты и

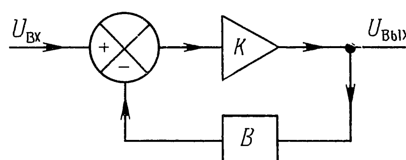


Рис. 4.66.

распространим их и на токи, и на напряжения. Итак, на усилительный блок поступает напряжение, равное $U_{вх} - BU_{вых}$. Выходное напряжение больше входного в A раз: $A(U_{вх} - BU_{вых}) = U_{вых}$. Или $U_{вых} = [A/(1 + AB)]\,U_{вх}$, и коэффициент усиления по напряжению при замкнутой цепи обратной связи $U_{вых}/U_{вх}$ равен

$K = A/(1 + AB)$.

Принята следующая терминология: K – коэффициент усиления при замкнутой цепи обратной связи, A – коэффициент усиления при разомкнутой цепи обратной связи, AB – коэффициент передачи в петле обратной связи (петлевое усиление), $1 + AB$ – глубина обратной связи для дифференциального сигнала, или коэффициент грубости схемы. Цепь обратной связи называют иногда β-цепью (что не имеет никакого отношения к коэффициенту β, т. е. $h_{21э}$, транзистора).

4.26. Влияние обратной связи на работу усилителей

Рассмотрим, как влияет обратная связь на работу схемы. Действие обратной связи проявляется прежде всего в том, что можно заранее оценить усиление схемы и уменьшить искажения, а также в том, что изменяются входной и выходной импедансы.

Предварительная оценка усиления. Коэффициент усиления по напряжению равен $A/(1 + AB)$. Если считать величину коэффициента A бесконечно большой, то получим $K = 1/B$. Этот результат мы получили раньше, когда рассматривали неинвертирующий усилитель, в котором сигнал обратной связи подавался на инвертирующий вход с помощью делителя напряжения, подключенного к выходу (рис. 4.69). Коэффициент усиления по напряжению при замкнутой цепи обратной связи представляет собой величину, обратную коэффициенту передачи делителя напряжения. В том случае когда коэффициент A ограничен, обратная связь все равно уменьшает влияние изменений A (происходящих под воздействием частоты, температуры, величины сигнала

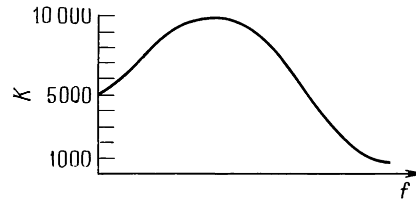


Рис. 4.67.

и т. п.). Допустим, например, что зависимость коэффициента A от частоты можно представить в виде графика, показанного на рис. 4.67. Усилитель с такой характеристикой, без всякого сомнения, можно отнести к числу плохих (коэффициент усиления изменяется в 10 раз). Представим, что мы ввели обратную связь и $B = 0{,}1$ (подойдет простой делитель напряжения). Коэффициент усиления при замкнутой цепи обратной связи изменяется от $1000/[1 + (1000 \cdot 0{,}1)]$ или 9,9 до $10\,000/[1 + (10\,000 \cdot 0{,}1)]$, или 9,99. В том же диапазоне частот изменение коэффициента усиления составляет всего 1%. Если пользоваться терминологией, принятой в технике звуковых частот, то неравномерность характеристики усилителя без обратной связи в полосе частот составляет ± 10 дБ, а при наличии обратной связи неравномерность характеристики составляет всего ± 0,04 дБ. Если включить последовательно три таких каскада, то коэффициент усиления вновь будет равен 1000, а неравномерность остается почти такой же малой, как у одного каскада с обратной связью. Подобная задача (а именно необходимость получения плоской характеристики телефонного усилителя) привела к изобретению отрицательной обратной связи. Изобретатель Гарольд Блэк писал (журнал *Electrical Engineering*, 53, 114 (1934)): «Установлено, что если взять усилитель, коэффициент усиления которого больше, чем нужно, скажем на 40 дБ (10 000-кратный запас по мощности), а затем подключить к нему цепь обратной связи таким образом, чтобы погасить избыточное усиление, то оказывается, что постоянство усиления заметно улучшается, а линейность увеличивается».

Если взять производную от G по A ($\partial G/\partial A$), то нетрудно показать, что уменьшение относительных изменений коэффициента усиления при замыкании петли обратной связи определяется величиной коэффициента грубости: $\Delta K/K = [1/(1 + AB)]\,\Delta A/A$. Следовательно, для получения хорошей характеристики необходимо, чтобы коэффициент петлевого усиления AB был значительно больше единицы. Это равносильно условию, согласно которому коэффициент усиления при разомкнутой петле обратной связи должен быть намного больше, чем коэффициент усиления при замкнутой петле обратной связи.

Увеличение стабильности сопровождается уменьшением нелинейности, которая определяется изменениями коэффициента усиления в зависимости от уровня сигнала.

Входной импеданс. При построении схемы с обратной связью из входного напряжения или тока вычитается некоторая часть, пропорциональная выходу (такую обратную связь называют соответственно последовательной или параллельной обратной связью). Например, в неинвертирующем ОУ часть выходного напряжения вычитается из дифференциального напряжения, действующего на входе, а в инвертирующем происходит вычитание части входного тока. В этих двух случаях обратная связь противоположным образом влияет на входной импеданс. Обратная связь со сложением напряжения увеличивает входной импеданс при замкнутой петле обратной связи в $(1 + AB)$ раз (по сравнению с разомкнутой схемой), в то же время обратная связь со сложением тока уменьшает его во столько же раз. При стремлении коэффициента передачи петли обратной связи к бесконечности входной импеданс (со стороны входа усилителя) стремится к бесконечности или к нулю соответственно. Это и понятно, так как обратная связь со сложением напряжения стремится вычесть из входного такой сигнал, что в результате падение напряжения на входном сопротивлении усилителя будет меньше в AB раз; это своего рода следящая связь. Обратная связь со сложением тока уменьшает сигнал на входе усилителя, подавляя его током, текущим по цепи обратной связи.

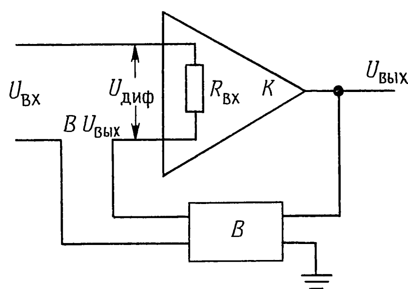


Рис. 4.68.

Посмотрим, как обратная связь меняет действующее значение входного импеданса на примере обратной связи со сложением напряжений. Аналогичные рассуждения вы можете провести и для второго случая. Используем модель ОУ с конечным входным сопротивлением (рис. 4.68). Входное напряжение $U_{вх}$ уменьшается на величину $BU_{вых}$, и на выходах усилителя действует дифференциальное напряжение $U_{диф} = U_{вх} - BU_{вых}$. Входной ток при этом равен

$$I_{вх} = \frac{U_{вх} - BU_{вых}}{R_{вх}} = \frac{U_{вх}[1 - AB/(1 + AB)]}{R_{вх}} = \frac{U_{вх}}{(1 + AB)\,R_{вх}}.$$

Отсюда действующее значение входного сопротивления равно

$$R'_{вх} = U_{вх}/I_{вх} = (1 + AB)\,R_{вх}.$$

Классическая схема неинвертирующего ОУ с обратной связью имеет точно такой вид, как показано на рис. 4.69. Для этой схемы $B = R_1/(R_1 + R_2)$, коэффициент усиления по напряжению определяется выражением $K_U = 1 + R_2/R_1$, для идеального случая коэффициент усиления по напряжению при разомкнутой цепи обратной связи A равен бесконечности и входной импеданс также равен бесконечности. Для конечного коэффициента передачи в

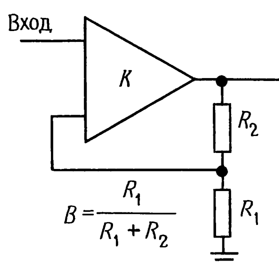


Рис. 4.69.

петле обратной связи справедливы выражения, полученные выше.

Схема *инвертирующего* ОУ отличается от схемы неинвертирующего ОУ и анализировать ее следует отдельно. Лучше всего рассматривать ее как сочетание входного резистора, управляющего схемой с обратной связью со сложением тока (рис. 4.70). В случае обратной связи со сложением тока (параллельной) на входе усилителя (инвертирующем) суммируются ток из цепи обратной связи и входной ток (такой усилитель является фактически усилителем с передаточным сопротивлением; он преобразует входной ток в выходное напряжение). Обратная связь уменьшает импеданс со стороны «суммирующего входа» R_2 в $(1 + A)$ раз (попробуйте это доказать). При очень больших значениях коэффициента передачи в петле обратной связи (например, в ОУ) входной импеданс уменьшается до долей ома, что является хорошей характеристикой для усилителей с токовым входом. В качестве примеров можно привести усилитель фотометра (разд. 4.22) и логарифмический преобразователь (разд. 4.14).

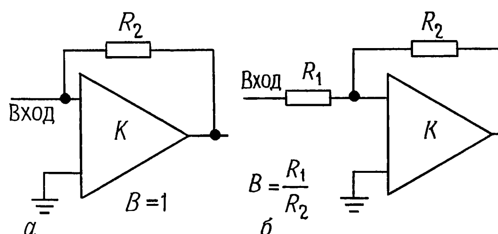


Рис. 4.70. Входной и выходной импедансы усилителя с передаточным сопротивлением, $Z_{вх} = R_2/(1 + k)$, $Z_{вых} = Z_{(без\ ОС)}/(1 + A)$ (*а*); инвертирующего усилителя, $Z_{вх} = R_1 + R_2/(1 + A)$, $Z_{вых} = Z_{(без\ ОС)}/(1 + AB)$, $B = R_1/(R_1 + R_2)$.

Классический инвертирующий ОУ, показанный на рисунке, представляет собой сочетание усилителя с параллельной обратной связью и резистора, подключенного последовательно ко входу. Входной импеданс в этом случае равен сумме сопротивления R_1 и импеданса со стороны суммирующей точки. Для петли с высоким коэффициентом усиления $R_{вх}$ и R_1 приблизительно равны между собой.

Очень кстати сейчас в качестве упражнения вывести выражение для коэффициента усиления по напряжению для инвертирующего усилителя с конечным усилением в петле обратной связи. Выражение имеет вид

$$q = -A(1-B)/(1 + AB),$$

где B определяется как и раньше, а именно $B = R_1/(R_1 + R_2)$. Для предельного значения коэффициента усиления A при разомкнутой цепи обратной связи, $G = -1/B + 1$ (т.е. $G = -R_2/R_1$).

Упражнение 4.11. Выведите предыдущие выражения для входного импеданса и коэффициента усиления инвертирующего усилителя.

Выходной импеданс. Обратим теперь внимание на то, что цепь обратной связи передает с выхода на вход сигнал, пропорциональный либо выходному напряжению, либо току нагрузки. В первом случае выходной импеданс при замыкании обратной связи уменьшается в $(1 + AB)$ раз, а во втором – во столько же раз увеличивается. Рассмотрим это явление на примере напряжения. Начнем с модели, представленной на рис. 4.71. На

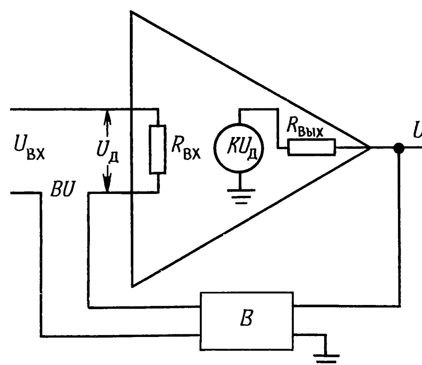


Рис. 4.71.

этой схеме выходной импеданс показан в явном виде. Для упрощения вычислений воспользуемся следующим приемом: замкнем вход накоротко и положим, что выходное напряжение равно U; определив выходной ток I, найдем выходной импеданс $R'_{вых} = U/I$. Напряжение U на выходе создает на входе усилителя падение напряжения, равное $-B/U$, которое в свою очередь создает во внутреннем генераторе усилителя напряжение $-ABU$. Выходной ток при этом равен

$$I = \frac{U - (-ABU)}{R_{вых}} = \frac{U(1 + AB)}{R_{вых}},$$

следовательно, действующий выходной импеданс определяется выражением

$$R'_{вых} = U/I = R_{вых}/(1 + AB).$$

Если используется обратная связь по току, т. е. сигнал обратной связи пропорционален току в нагрузке, то выражение для выходного импеданса принимает вид

$$R'_{вых} = R_{вых}(1 + AB).$$

Можно использовать несколько цепей обратной связи как по току, так и по напряжению. В общем случае выходной импеданс определяется формулой Блэкмана:

$$R'_{вых} = R_{вых}[1 + (AB)_{к.з.}/1 + (AB)_{х.х}],$$

где $(AB)_{к.з.}$ – коэффициент передачи цепи обратной связи при коротком замыкании выхода; $(AB)_{х.х.}$ – коэффициент передачи цепи обратной связи при обрыве цепи нагрузки (на холостом ходу). Таким образом, с помощью обратной связи можно получить нужный выходной импеданс. Это выражение есть обобщение полученных выше результатов для произвольной комбинации обратных связей по току и по напряжению.

Цепь ОС и нагрузка усилителя. Выполняя расчеты для схем с обратной связью, обычно предполагают, что β-цепь не нагружает выход усилителя. В противном случае это следует учесть при расчете коэффициента усиления при разомкнутой петле обратной связи. Точно так же, если подключение β-цепи на входе усилителя влияет на величину коэффициента усиления без обратной связи (обратная связь устранена, но подключение выполнено), следует использовать модифицированный коэффициент усиления разомкнутой петли обратной связи. И наконец, обычно предполагается, что β-цепь является направленной, т. е. она не передает сигнал со входа на выход.

4.27. Два примера транзисторных усилителей с обратной связью

Рассмотрим показанный на рис. 4.72 транзисторный усилитель с отрицательной обратной связью.

Описание схемы. На первый взгляд она может показаться сложной, на самом деле в ней нет хитростей и проанализировать ее достаточно легко. Транзисторы T_1 и T_2 образуют дифференциальную пару, а дополнительное усиление ее выходного сигнала обеспечивает усилитель с общим эмиттером на T_3. Резистор R_6 – это резистор коллекторной нагрузки T_3, а двухтактный каскад на транзисторах T_4 и T_5 представляет собой выходной эмиттерный повторитель. Выходное напряжение поступает в цепь ОС, которая состоит из делителя напряжения, образованного резисторами R_4 и R_5 и конденсатором C_2, благодаря которому коэффициент усиления схемы с ОС по постоянному току уменьшается до единицы (для стабилизации режима по постоянному току). Резистор R_3 определяет ток смещения в дифференциальной паре; наличие петли обратной связи, охватывающей схему, гарантирует, что выходное напряжение покоя равно потенциалу земли, а потому оказывается, что ток покоя T_3 составляет 10 мА (падение напряжения на R_6 приблизительно равно $U_{ээ}$). Как уже было показано в разд. 2.14, диоды смещают двухтактный каскад в состояние проводимости, при этом падение напряжения на последовательном соединении резисторов R_7 и R_8 равно падению напряжения на диоде, т. е. ток покоя выходного повторителя равен 60 мА. Это усилитель класса AB, в котором за счет потери мощности в 1 Вт, рассеиваемой каждым выходным

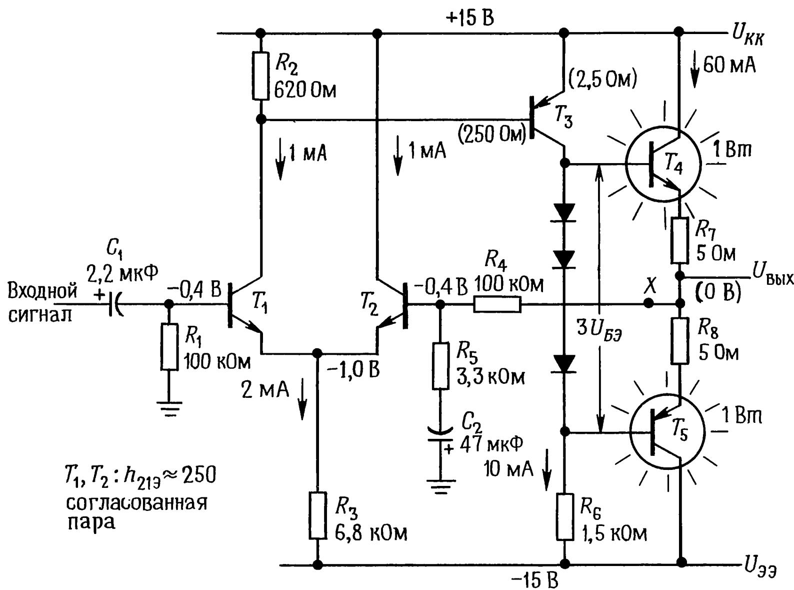


Рис. 4.72. Транзисторный усилитель мощности с отрицательной обратной связью.

транзистором, уменьшаются переходные искажения.

С точки зрения рассмотренных ранее схем необычным в этой схеме является только то, что коллекторное напряжение покоя транзистора T_1 меньше напряжения питания $U_{кк}$ всего на величину падения напряжения на диоде. Оно должно быть таким для того, чтобы транзистор T_3 находился в режиме проводимости, а поддерживает это состояние цепь обратной связи. Если, например, коллекторное напряжение транзистора T_1 приблизилось бы к потенциалу земли, то транзистор T_3 начал бы проводить большой ток, при этом увеличилось бы выходное напряжение, а это в свою очередь привело бы к тому, что через транзистор T_2 тоже стал бы протекать большой ток, что вызвало бы уменьшение коллекторного тока в транзисторе T_1 и восстановило бы нарушенный статус-кво. Резистор R_2 подобран таким образом, чтобы ток покоя транзистора T_1 создавал на нем падение напряжения, равное падению напряжения на диоде, тогда в точке покоя коллекторные токи в дифференциальной паре будут приблизительно равны между собой. В этой транзисторной схеме входным током смещения пренебречь нельзя (он равен 4 мкА) – на входных резисторах, имеющих сопротивление 100 кОм, он создает падение напряжения, равное 0,4 В. В подобных схемах транзисторных усилителей входные токи значительно больше, чем в операционных усилителях, поэтому особенно важно, чтобы сопротивления по постоянному току со стороны входов были равны (очевидно, что лучше было бы использовать здесь на входе составной транзистор Дарлингтона).

Анализ схемы. Рассмотрим приведенную схему подробно и определим коэффициент усиления, входной и выходной импедансы и величину нелинейных искажений. Для того чтобы можно было оценить влияние обратной связи, определим эти параметры при разомкнутой и замкнутой цепи обратной связи (учитывая, что при разомкнутой цепи обратной связи смещение практически бесполезно). Для того чтобы оценить влияние обратной связи на линейность, определим коэффициент усиления при напряжениях на выходе, равных +10 В, −10 В, и напряжении, соответствующем точке покоя (0 В).

Цепь ОС разомкнута. *Входной импеданс.* Разорвем цепь обратной связи в точке X и заземлим правый конец резистора R_4. Для входного сигнала сопротивление определяется параллельным соединением сопротивления 100 кОм и сопротивления со стороны базы. Последнее состоит из увеличенных в $h_{21э}$ раз собственного эмиттерного сопротивления T_1 плюс сопротивление со стороны эмиттера T_2, при определении которого надо учесть, что к базе транзистора T_2 подключена цепь обратной связи. Если $h_{21э} \simeq 250$, то $Z_{вх} \simeq \simeq 250\,[(2 \cdot 25) + (3{,}3\ кОм/250)]$, т.е. $Z_{вх} \simeq \simeq 16$ кОм.

Выходной импеданс. В связи с тем что сопротивление коллектора транзистора T_3 велико, можно считать, что на выходные транзисторы работает источник с сопротивлением 1,5 кОм (R_6). Выходной импеданс составляет приблизительно 15 Ом ($h_{21э} \simeq 100$) плюс эмиттерное сопротивление, равное 5 Ом, итого 20 Ом. Собственным эмиттерным сопротивлением величиной 0,4 Ом можно пренебречь.

Коэффициент усиления. Сопротивление нагрузки дифференциального каскада определяется параллельным соединением R_2 и базового сопротивления транзистора T_3. В связи с тем что ток покоя транзистора T_3 составляет 10 мА, его собственное эмиттерное сопротивление равно 2,5 Ом, а входное сопротивление со стороны базы – 250 Ом ($h_{21э} \simeq 100$). Следовательно, коэффициент усиления дифференциальной пары равен $250 \,\|\, 620\ Ом/2 \cdot 25\ Ом \simeq 3{,}5$. Коэффициент усиления по напряжению второго каскада, на транзисторе T_3, равен 1,5 кОм/2,5 Ом = 600. Полный коэффициент усиления по напряжению в точке покоя равен $3{,}5 \cdot 600 = 2100$. Коэффициент усиления T_3 зависит от величины коллекторного тока, и поэтому он существенно изменяется при изменении сигнала от пика до пика – в этом проявляется нелинейность схемы. В следующем разделе приводятся значения коэффициента усиления для трех значений выходного напряжения.

Цепь ОС замкнута. *Входной импеданс.* В схеме использована последовательная обратная связь, поэтому входной импеданс увеличивается в (1 + коэффициент передачи петли ОС) раз. Цепь обратной связи представляет собой делитель напряжения с отношением плеч $B = 1/30$ на частотах сигнала, следовательно, коэффициент усиления в петле обратной связи равен $AB = 70$. Следовательно, входной импеданс определяется параллельным соединением сопротивления $70 \cdot 16$ кОм и резистора смещения сопротивлением 100 кОм, т.е. приблизительно 92 кОм. Можно считать, что входной импеданс определяется резистором смещения.

Выходной импеданс. В связи с тем что часть выходного напряжения передается на вход, выходной импеданс уменьшается в (1 + коэффициент усиления петли ОС) раз. Следовательно, выходной импеданс равен 0,3 Ом. Отметим, что это импеданс для малого сигнала. Не следует думать, что полный размах выходного напряжения можно получить на нагрузке с сопротивлением, например 1 Ом. Эмиттерный резистор сопротивлением 5 Ом, присутствующий в выходном каскаде, ограничивает размах большого сигнала. Например, на нагрузке с сопротивлением 4 Ом можно получить размах, равный приблизительно 10 В (от пика до пика).

Коэффициент усиления. Коэффициент усиления равен $A/(1 + AB)$. В точке покоя он принимает значение 30,84, при этом используется точное значение для B. Для иллюстрации стабильности усиления, обусловленной отрицательной обратной связью, ниже приведены значения полного коэффициента усиления по напряжению для схемы при наличии и в отсутствие обратной связи для трех значений выходного напряжения. Очевидно, что отрицательная обратная связь существенно улучшает характеристики усилителя, но справедливости ради следует отметить, что схему можно было бы разработать и так, чтобы ее характеристики при разомкнутой петле обратной связи были лучше; например в качестве коллекторной нагрузки T_3 можно было бы использовать источник тока, в эмиттерной цепи дифференциальной пары также можно было бы использовать источник тока; это привело бы к уменьшению влияния эмиттер-

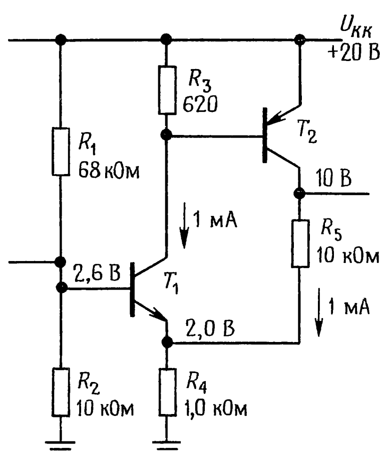


Рис. 4.73.

ной цепи и т. п. Но если бы схема и была спроектирована хорошо, обратная связь все равно заметно улучшила бы ее характеристики.

	Цепь ОС разомкнута			Цепь ОС замкнута		
$U_{вых}$	− 10	0	+ 10	− 10	0	+ 10
$Z_{вх}$, кОм	16	16	16	92	92	92
$Z_{вых}$, Ом	20	20	20	0,3	0,3	0,3
Коэффициент усиления	1360	2100	2400	30,60	30,84	30,90

Двухкаскадный усилитель с ОС. На рис. 4.73 показан еще один транзисторный усилитель с обратной связью. Если рассматривать T_1 как усилитель, который усиливает падение напряжения между базой и эмиттером (вспомним модель Эберса-Молла), то видно, что обратная связь передает на вход часть выходного напряжения и вычитает его из входного сигнала. В схеме есть небольшая хитрость: дело в том, что коллекторный резистор транзистора T_2 входит еще и в схему обратной связи. Используя описанную выше технику расчета, вы можете показать, что $K_{\text{разомкн. цепь ОС}} \simeq 200$. Коэффициент передачи цепи обратной связи $\simeq 20$,
$Z_{\text{вых (разомкн. цепь ОС)}} \simeq 10$ кОм,
$Z_{\text{вых (замкн. цепь ОС)}} \simeq 500$ Ом,
$K_{\text{(замкн. цепь ОС)}} \simeq 9{,}5$.

НЕКОТОРЫЕ ТИПИЧНЫЕ СХЕМЫ С ОПЕРАЦИОННЫМИ УСИЛИТЕЛЯМИ

4.28. Лабораторный усилитель общего назначения

На рис. 4.74 показан «декадный усилитель» со связями по постоянному току с переключением коэффициента усиления, полосы пропускания и с широким диапазоном смещения выхода по постоянному току. Интегральная схема $ИС_1$ представляет собой неинвертирующий ОУ со входом на полевых транзисторах, усиление изменяется от единицы (0 дБ) до 100 (40 дБ), шаг изменения откалиброван и равен 10 дБ; для подстройки усиления предусмотрен верньер. $ИС_2$ – это инвертирующий усилитель; он обеспечивает смещение выходного напряжения в диапазоне $\pm$ 10 В; подстройка выполняется с помощью резистора R_{14}, при этом формируется ток, поступающий на суммирующий вход $ИС_2$. Конденсаторы $C_2 - C_4$ устанавливают сопрягающую частоту усиления на высоких частотах, так как часто нежелательно иметь чересчур широкую полосу пропускания сигнала (и шумов). $ИС_5$ представляет собой усилитель мощности для низкоомных нагрузок и кабелей; схема обеспечивает выходной ток в диапазоне ± 300 мА.

Некоторые интересные особенности: входной резистор сопротивлением 10 МОм нельзя считать большим, так как ток смещения для ОУ типа 411 составляет 25 пА (ошибка 0,3 мВ при разомкнутом входе). Резистор R_2 в сочетании с диодами $Д_1$ и $Д_2$ ограничивает напряжение на входе ОУ значениями от U_- до U_+ $+0{,}7$ В. Диод $Д_3$ сдвигает напряжение фиксации к U_- $+0{,}7$ В, так как диапазон синфазного сигнала ограничен значением U_- (если сигнал выходит за этот предел, то фаза выходного сигнала меняется на противоположную). При использовании показанных на схеме компонентов защиты входной сигнал может изменяться в диапазоне ± 150 В, не причиняя схеме вреда.

Упражнение 4.12. Проверьте, что коэффициент усиления схемы имеет указанное значение. Как работает схема переменного сдвига?

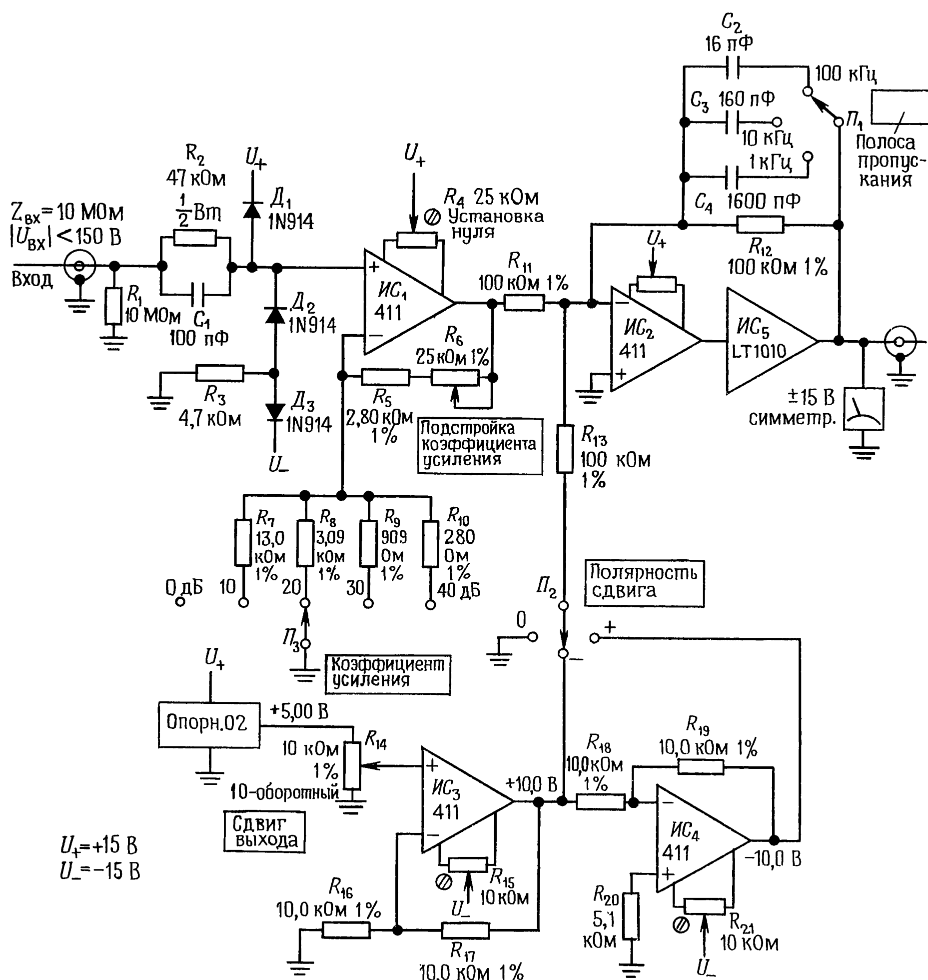


Рис. 4.74. Лабораторный усилитель постоянного тока с регулируемым усилением, полосой и сдвигом выходного напряжения.

4.29. Генератор, управляемый напряжением

На рис. 4.75 показана схема, заимствованная из рекомендаций по применению ИС нескольких фирм-изготовителей. $ИС_1$ представляет собой интегратор, который устроен таким образом, что ток заряда C_1 ($U_{вх}$/200 кОм) изменяет свой знак, а не амплитуду в зависимости от состояния транзистора T_1 (находится в режиме проводимости или отсечки). Схема $ИС_2$ образует триггер Шмитта с пороговыми уровнями, равными $1/3U_+$ и $2/3U_-$. Транзистор T_1 – это n-канальный полевой МОП-транзистор, который выполняет здесь роль переключателя; его использовать проще, чем схему на биполярных транзисторах, выполняющую такие же функции, но на всякий случай здесь же показана схема с использованием транзисторов $n-p-n$-типа. И в том, и в другом случае нижний конец резистора R_4 заземлен при высоком уровне напряжения на выходе и разомкнут при низком уровне на выходе.

Особенность этой схемы состоит в том, что она запитана от единственного источника положительного напряжения. В ИС

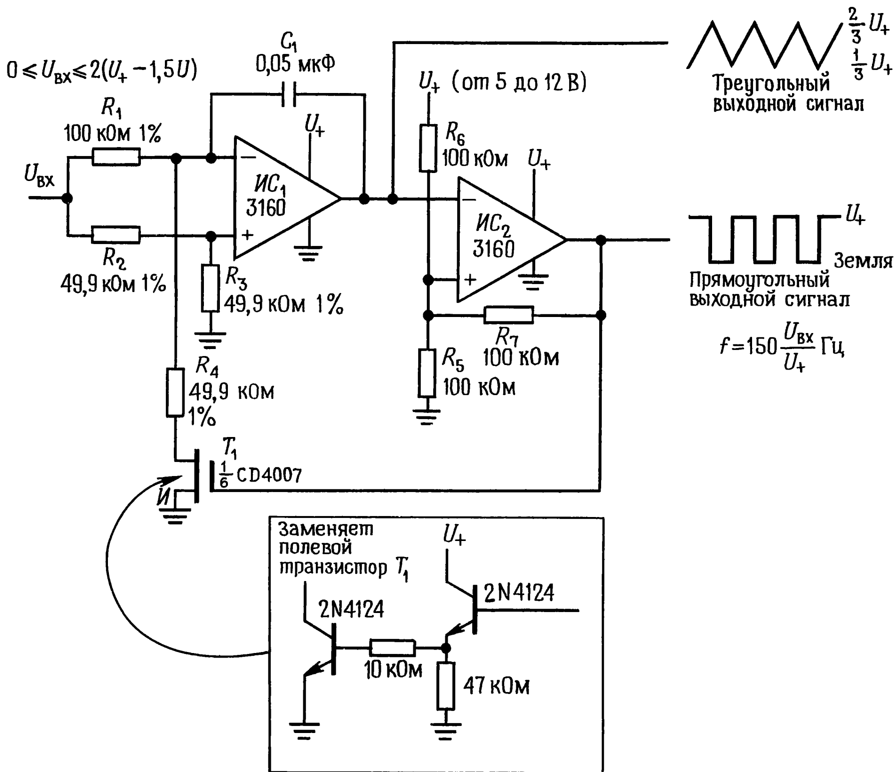


Рис. 4.75. Генератор, управляемый напряжением.

типа 3160 (отличается от 3130 наличием внутренней коррекции) в качестве выходных используются полевые транзисторы, благодаря которым напряжение на выходе изменяется в пределах между потенциалом земли и U_+; при этом пороговые уровни в триггере Шмитта задаются точно и не имеют погрешности смещения, как это происходит при использовании в ОУ обычного выходного каскада, у которого пределы изменения выходного сигнала не заданы точно. В приведенной схеме частота и амплитуда треугольного сигнала стабильны. Обратите внимание, что частота зависит от отношения $U_{вх}/U_+$; это значит, что если напряжение $U_{вх}$ формируется из напряжения U_+ с помощью резистивного делителя (образованного, например, некоторым резистивным преобразователем), то входная частота не будет изменяться с изменением U_+, а только с изменением сопротивления.

Упражнение 4.13. Покажите, что выходная частота определяется выражением $f(\text{Гц}) = 150U_{вх}/U_+$. Заодно проверьте, чему равны пороги в триггере Шмитта и токи в интеграторе.

4.30. Линейный переключатель на полевом транзисторе с $p-n$-переходом, с компенсацией $R_{вкл}$

В гл. 3 мы более или менее подробно рассмотрели линейные переключатели на полевых МОП-транзисторах. В качестве линейных переключателей можно также использовать полевые транзисторы с $p-n$-переходом. Однако в связи с тем что затвор не должен проводить ток, нужно проявлять особое внимание к сигналам, поступающим на него. Типичная схема показана на рис. 4.76. Для того, чтобы

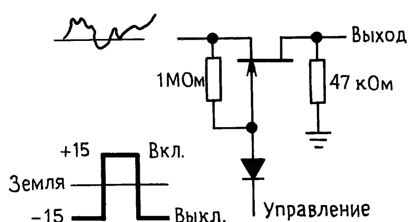


Рис. 4.76.

транзистор находился в режиме отсечки, потенциал затвора поддерживается на уровне ниже потенциала земли. Это значит, что если входной сигнал становится отрицательным, потенциал затвора должен быть меньше самого отрицательного значения входного сигнала по крайней мере на величину $U_{отс}$. Для того чтобы транзистор перешел в состояние проводимости, потенциал управляющего входа должен стать более положительным, чем самое большое положительное значение входного сигнала. При этом диод смещается в обратном направлении, а напряжение на затворе устремляется к значению напряжения истока через резистор 1 МОм.

Эта схема, конечно, нескладна, и может быть поэтому в линейных преобразователях чаще используют полевые МОП-транзисторы. Однако если воспользоваться операционным усилителем, то можно сделать красивый линейный переключатель и на основе полевого транзистора с $p-n$-переходом. В этом случае на суммирующем переходе инвертирующего усилителя

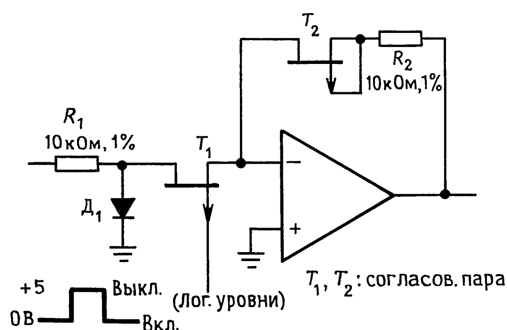


Рис. 4.77. Переключатель на полевых транзисторах с $p-n$-переходом, использующий в своем составе ОУ, с компенсацией $R_{вкл}$.

можно подключить исток транзистора к мнимому потенциалу земли. Теперь для того, чтобы включить транзистор, достаточно сделать напряжение на затворе равным потенциалу земли. Еще одно преимущество такой схемы состоит в том, что она обеспечивает возможность полного устранения ошибок, обусловленных конечной величиной сопротивления $R_{вкл}$ и его нелинейностью. На рис. 4.77 представлена эта схема.

Следует особо отметить два свойства этой схемы: (а) Когда транзистор T_1 находится в состоянии ВКЛ (затвор заземлен), схема представляет собой инвертор с идентичными импедансами во входной цепи и в цепи обратной связи. В результате устраняются все эффекты, связанные с конечным или нелинейным сопротивлением транзистора в состоянии ВКЛ, при условии, что полевые транзисторы согласованы по $R_{вкл}$. (б) Вследствие низкого значения напряжения отсечки транзисторов схема хорошо работает, если управляющий сигнал лежит в пределах от нуля до +5 В, что как раз соответствует уровням для стандартных цифровых логических схем (см. гл. 8 и 9). Если исток транзистора T_1 подключен к мнимой земле (суммирующий вход), то инвертирующая конфигурация упрощает работу схемы, так как в состоянии ВКЛ на исток T_1 не поступает никаких сигналов. Когда T_1 находится в состоянии ВЫКЛ, диод $Д_1$ препятствует включению транзистора при положительных входных сигналах. Когда переключатель закрыт, влияние диода $Д_1$ никак не сказывается.

Существуют p-канальные полевые транзисторы с $p-n$-переходом с низкими напряжениями отсечки, удобной конфигурации и с приемлемой ценой. Например, в семейство IH5009-IH5024 входят такие схемы, в которых в одном транзисторном корпусе размещаются четыре полевых транзистора плюс один полевой транзистор для устранения ошибок; для них $R_{вкл}$ составляет 100 Ом, а цена не превышает двух долларов. Подключите еще ОУ и несколько резисторов и вы получите мультиплексор на 4 входа. Следует отметить, что подобный трюк с $R_{вкл}$ можно

проделать и в переключателе на полевых МОП-транзисторах.

4.31. Детектор нуля для ТТЛ-схем

Схема, изображенная на рис. 4.78, формирует прямоугольные колебания для логических схем семейства ТТЛ (имеющих входной диапазон от 0 до +5 В) из входного сигнала переменного тока любой амплитуды, не превышающей 100 В. Резистор R_1 в сочетании с диодами $Д_1$ и $Д_2$ ограничивает размах входного сигнала значениями −0,6 и +5,6 В. Резистивный делитель R_2R_3 нужен для того, чтобы ограничить отрицательные значения напряжения на уровне −0,3 В, как это требуется для компаратора типа 393. Резисторы R_5 и R_6 определяют ширину петли гистерезиса, а резистор R_4 необходим для установки порогов срабатывания триггера симметрично относительно земли. Входное сопротивление сохраняет почти постоянное значение, так как величина сопротивления R_1 велика по сравнению с сопротивлениями других резисторов входного делителя. Интегральная схема типа 393 использована потому, что на ее входах напряжение может изменяться вплоть до потенциала земли, а это позволяет работать с одним источником питания.

Упражнение 4.14. Убедитесь в том, что срабатывание триггера Шмитта происходит на уровнях ±25 мВ.

4.32. Схема измерения тока в нагрузке

В схеме, представленной на рис. 4.79, выходное напряжение пропорционально току в нагрузке. Нагрузка используется в стабилизаторах тока, измерительных схемах и в ряде других случаев. Напряжение на резисторе $R_и$, имеющем 4 вывода, изменяется от нуля до 0,1 В, при этом возможно появление синфазных помех, обусловленных резистивными эффектами в заземлении кабеля (обратите внимание, что источник питания на выходе заземлен). По этой причине ОУ включен как дифференциальный усилитель с коэффициентом усиления, равным 100. Напряжение сдвига регулируется с помощью внешнего резистора $R_в$, так как в ОУ типа LT1013 нет внутренней схемы регулировки сдвига (в ОУ типа LT1006 такая схема есть). Для регулировки можно использовать стабилитрон, который обеспечивает стабильность эталонного напряжения порядка нескольких процентов, так как при настройке схемы нужна небольшая коррекция напряжения (по крайней мере, на это надо рассчитывать). Для работы с одним источником был выбран ОУ типа 358, так как на его входах и выходе напряжение может изменяться до потенциала земли. Напряжение U_+ может быть нестабилизированным, величина коэффициента ослабления влияния напряжения источника питания (КОНП) более чем достаточна

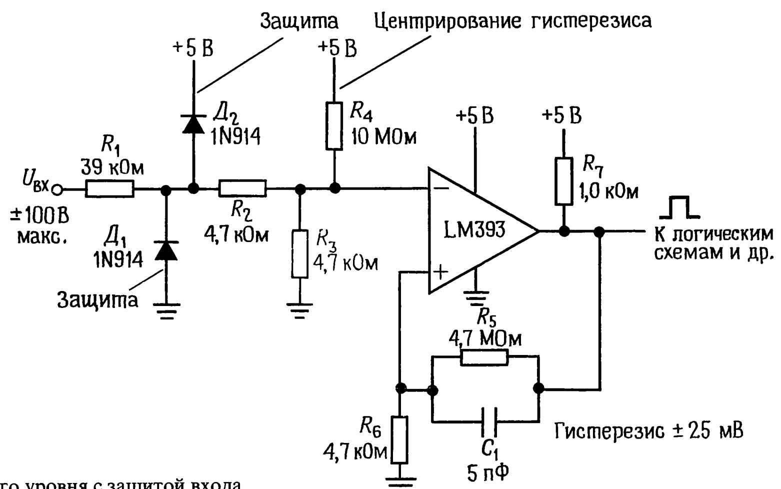


Рис. 4.78. Детектор нулевого уровня с защитой входа.

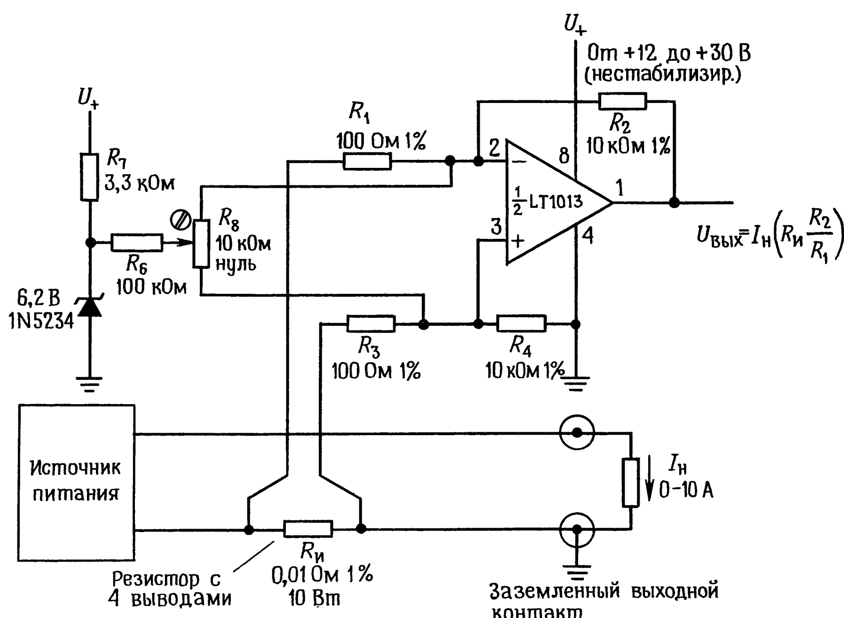


Рис. 4.79. Усилитель для измерения тока в цепях большой мощности.

и составляет в данном случае 100 дБ (типичное значение).

ЧАСТОТНАЯ КОРРЕКЦИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Если попытаться графически изобразить зависимость коэффициента усиления по напряжению при разомкнутой петле обратной связи от частоты для нескольких операционных усилителей, то получим кривые, подобные показанным на рис. 4.80. Даже поверхностный взгляд на представленные *диаграммы Боде* (кривые зависимости коэффициента усиления и фазы от частоты с использованием логарифмического масштаба) позволяет сделать заключение, что операционный усилитель типа 741 хуже остальных, так как с увеличением частоты его коэффициент усиления при разомкнутой цепи обратной связи уменьшается очень быстро. На самом деле такой спад усиления получают намеренно, и характеристика операционного усилителя совпадает с характеристикой *RC*-фильтра низких частот, имеющей спад −6 дБ/октава. Операционный усилитель типа 748 подобен операционному усилителю типа 741, но не скорректирован (как и ОУ типа 739). В операционных усилителях бывает предусмотрена внутренняя коррекция, кроме того, промышленность выпускает и нескорректированные ОУ; познакомимся с некоторыми методами частотной коррекции.

4.33. Зависимость коэффициента усиления и фазового сдвига от частоты

В операционном усилителе (а в общем, в любом многокаскадном усилителе), начиная с некоторой частоты наблюдается спад коэффициента усиления, обусловленный тем, что усилительный каскад для сигналов, поступающих от источника, имеющего конечный импеданс, является емкостной нагрузкой, и, таким образом, каскад эквивалентен фильтру низких частот. Например, часто входной каскад представляет собой дифференциальный усилитель с нагрузкой в виде токового зеркала (см. схему LM358, изображенную на рис. 4.54), который работает на второй каскад, представляющий собой схему с общим эмиттером. Теперь допустим, что конденсатор, обозначенный на схеме как

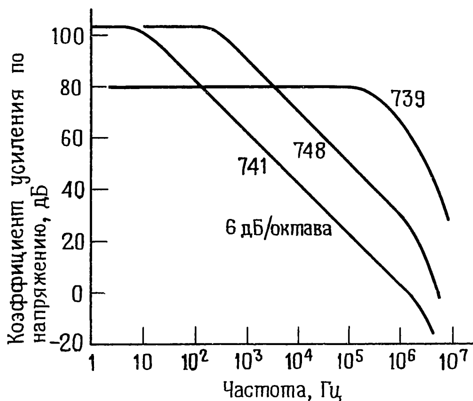


Рис. 4.80.

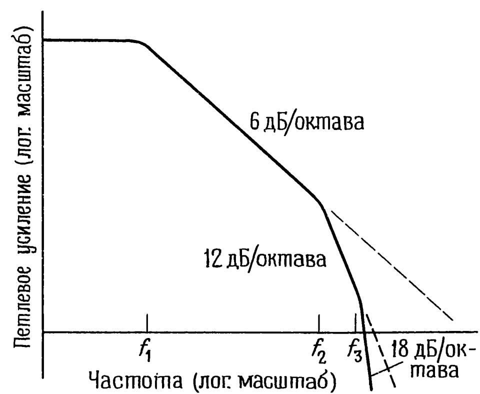


Рис. 4.81.

$C_к$, исключен. Высокий выходной импеданс входного каскада, а также емкость перехода $C_{вх.э}$ и емкость обратной связи $C_{кб}$ (вспомните эффект Миллера, разд. 2.19 и 13.04) последующего каскада образуют фильтр низкой частоты. Точка −3 дБ на характеристике этого фильтра лежит в диапазоне от 100 Гц до 10 кГц.

Уменьшение реактивного сопротивления конденсатора при увеличении частоты вызывает появление спада характеристики с наклоном 6 дБ/октава. На достаточно высоких частотах (которые могут не превышать 1 кГц) импеданс коллекторной нагрузки имеет емкостной характер, в связи с этим $K_U = g_m X_c$, т. е. спад усиления пропорционален $1/f$. Кроме того, выходной сигнал будет сдвинут по фазе на 90° относительно входного. (Спаду усиления соответствует нижний участок («хвост») характеристики RC-фильтра низкой частоты, в котором сопротивление R есть эквивалентное выходное сопротивление источника, к которому подключена емкостная нагрузка. Однако в схеме не обязательно должны присутствовать реальные резисторы.)

В многокаскадном усилителе на высоких частотах на характеристике усилителя появляются дополнительные точки перегиба, обусловленные тем, что другие усилительные каскады также начинают проявлять свойства фильтров низкой частоты. Зависимость коэффициента усиления всей многокаскадной схемы при разомкнутой цепи ОС от частоты показана на рис. 4.81. Спад коэффициента усиления при разомкнутой петле ОС определяется величиной −6 дБ/октава и начинается на некоторой сравнительно невысокой частоте f_1. Он обусловлен емкостным характером нагрузки выхода первого каскада. Спад с таким углом наклона продолжается до тех пор, пока на частоте f_2 не начнет проявлять себя собственная RC-цепь следующего каскада. Начиная с этой точки, спад определяется величиной −12 дБ/октава и т. д.

Что же следует из такой характеристики? Напомним, что для RC-фильтра низкой частоты зависимость сдвига фазы от частоты имеет вид кривой, показанной на рис. 4.82. Каждый фильтр низкой частоты, присутствующий в усилителе, имеет подобную фазовую характеристику, поэтому полный фазовый сдвиг гипотетического усилителя можно представить в виде кривой, изображенной на рис. 4.83.

Проблема заключается в следующем: если этот усилитель включить, например по схеме повторителя, то возникнут автоколебания. Это связано с тем, что на некоторой частоте фазовый сдвиг при разомкнутой петле обратной связи достигает 180°, при этом коэффициент усиления еще превышает единицу (на этой частоте отрицательная обратная связь превращается в положительную). Этого достаточно для того, чтобы возникла автогенерация колебаний, так как на этой частоте любой сигнал будет сам себя наращивать, проходя по петле обратной связи.

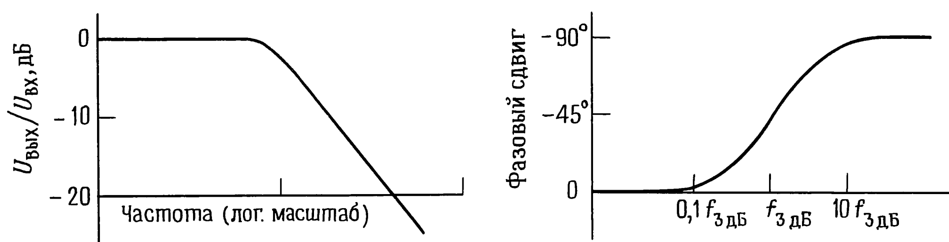


Рис. 4.82. Диаграмма Боде: зависимость коэффициента усиления и фазы от частоты.

Критерий устойчивости. Критерий устойчивости усилителя с обратной связью выглядит следующим образом: фазовый сдвиг усилителя при разомкнутой петле обратной связи не должен превышать 180° на частоте, при которой коэффициент передачи цепи обратной связи равен единице. Этот критерий трудней всего удовлетворить, когда усилитель включен как повторитель, так как при этом коэффициент передачи в петле обратной связи равен коэффициенту усиления при разомкнутой петле обратной связи, т. е. наибольшему значению. В операционном усилителе с внутренней коррекцией критерий устойчивости удовлетворяется даже в том случае, когда эти усилители включают по схеме повторителей; в них с помощью простой резистивной схемы обратной связи можно получить любое значение коэффициента усиления при замкнутой цепи обратной связи, при этом они будут работать устойчиво и в них не будут возникать колебания. Мы уже упомянули выше, что для этого намеренно смещают начало спада усиления таким образом, чтобы точка −3 дБ лежала в области низких частот – обычно в диапазоне от 1 до 20 Гц. Покажем, как этого добиваются.

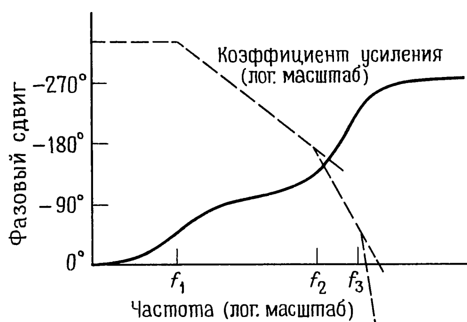


Рис. 4.83.

4.34. Методы коррекции усилителей

Однополюсная коррекция. Коррекция должна обеспечить, чтобы на всех частотах, на которых коэффициент передачи цепи обратной связи превышает единицу, фазовый сдвиг при разомкнутой петле обратной связи был меньше 180° (операционный усилитель можно использовать как повторитель, поэтому вместо петлевого усиления можно говорить о коэффициенте усиления при разомкнутой петле обратной связи). Для достижения этой цели проще всего включить в схему достаточную емкость, с помощью которой задать сопрягающую частоту и наклон характеристики, равный −6 дБ/октава. При этом коэффициент усиления при разомкнутой петле обратной связи должен снизиться до единицы на частоте, приблизительно соответствующей точке −3 дБ на характеристике следующего «естественного» *RC*-фильтра. За счет этого в большей части полосы пропускания фазовый сдвиг при разомкнутой цепи обратной связи будет равен 90° и начнет приближаться к 180° только тогда, когда коэффициент усиления станет равным единице. Замысел иллюстрируется рис. 4.84. Без коррекции коэффициент усиления при разомкнутой цепи обратной связи снижается, стремясь к единице, при этом вначале наклон характеристики равен −6 дБ/октава, затем −12 дБ/октава и т. д. В результате, прежде чем коэффициент усиления станет равным единице, фазовый сдвиг будет составлять 180° или более. Если сместить начало первого спада характеристики в область более низких

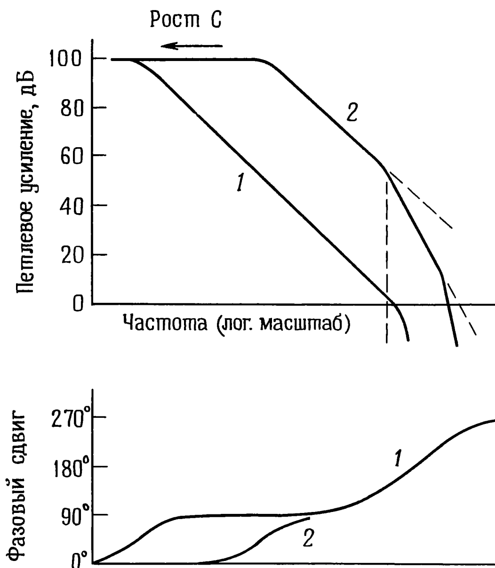


Рис. 4.84.

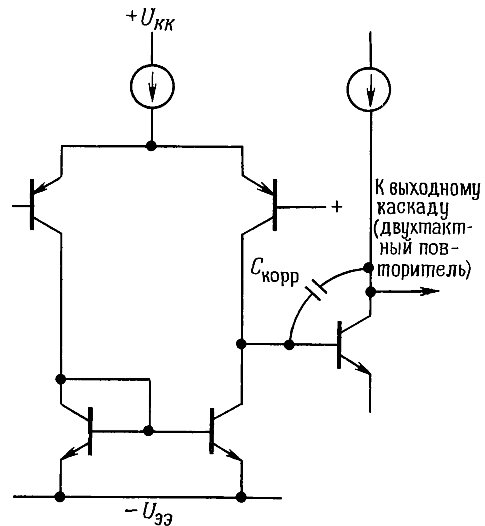


Рис. 4.85. Классический входной каскад ОУ со схемой коррекции.

частот (сформировать «вершину» характеристики усилителя), то фазовый сдвиг превысит 90°, только когда коэффициент усиления разомкнутой петли обратной связи приблизится к единице. Таким образом, проиграв в усилении, можно выиграть в устойчивости. У каскада, на который нагружен дифференциальный усилитель, «естественная» сопрягающая частота обычно связана с эффектом Миллера, поэтому коррекция характеристики заключается просто в подключении дополнительной емкости обратной связи к транзистору второго каскада, при этом общий коэффициент усиления двух каскадов по напряжению равен $g_m X_C$ или $g_m/2\pi f C_{корр}$ в диапазоне спада частотной характеристики усилителя (рис. 4.85). На практике в обоих каскадах можно использовать транзисторы, соединенные по схеме Дарлингтона.

Если сместить характеристику так, чтобы коэффициенту усиления, равному единице, соответствовала точка −3 дБ начала второго участка спада усиления (−12 дБ/октава), то в худшем случае (для схемы повторителя) запас по фазе будет равен 45°, так как на частоте, соответствующей усилению −3 дБ, *RC*-фильтр вносит сдвиг по фазе на 45°. Следовательно, запас по фазе равен 180° − (90° + 45°), причем сдвиг фазы на 90° будет почти на всем участке характеристики после главного полюса.

Коррекция, основанная на использовании эффекта Миллера, имеет то достоинство, что она нечувствительна к изменениям коэффициента усиления по напряжению с температурой или к технологическому разбросу значений коэффициента усиления: чем больше коэффициент усиления, тем в большей степени проявляется емкость обратной связи и тем сильнее смещается характеристика в область низких частот, а частота, соответствующая единичному усилению, сохраняется неизменной. При этом частота, соответствующая точке −3 дБ, начиная с которой действует коррекция, не сохраняется постоянной, а фактически фиксируется частота, в которой характеристика пересекает ось единичного усиления (рис. 4.86).

Нескорректированные операционные усилители. Если операционный усилитель используется в схеме, для которой коэффициент усиления при замкнутой петле обратной связи больше единицы (не повторитель), то нет необходимости столь сильно смещать вершину характеристики (соответствующую «граничной» частоте

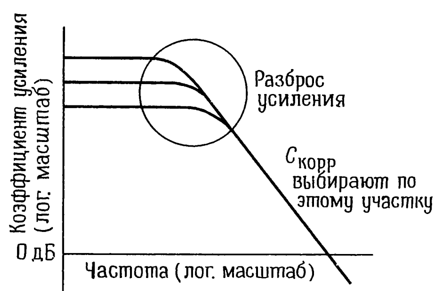


Рис. 4.86.

фильтра низкой частоты) в область низких частот, так как критерий устойчивости в этом случае выполнить легче из-за меньшей величины коэффициента передачи обратной связи (рис. 4.87).

Если коэффициент усиления при замкнутой цепи обратной связи равен 30 дБ, то коэффициент передачи петли обратной связи (равный отношению коэффициента усиления при разомкнутой цепи обратной связи к коэффициенту усиления при замкнутой цепи обратной связи) для такой схемы меньше, чем для повторителя, поэтому вершина характеристики может располагаться в области более высоких частот. В этом случае делают так, чтобы коэффициент усиления усилителя при разомкнутой петле обратной связи достигал 30 дБ (а не 0 дБ) на частоте, соответствующей следующей точке перегиба характеристики операционного усилителя. Как видно из графика, это означает, что в большей части диапазона частот величина коэффициента усиления при разомкнутой цепи обратной связи больше и усилитель имеет большую полосу пропускания. Промышленность выпускает операционные усилители как в скорректированном, так и в нескорректированном варианте (например, ОУ типа 748 – это нескорректированный ОУ типа 741, то же самое можно сказать о следующих типах ОУ: 308(312), 3130(3160), HA5102(HA5112) и т. п.); для нескорректированных операционных усилителей даются рекомендации по выбору емкостей внешних конденсаторов в зависимости от значений коэффициента усиления при замкнутой цепи обратной связи. Этими рекомендациями полезно воспользоваться в тех случаях, когда нужно расширить полосу пропускания и обеспечить большое усиление. Можно также использовать «подкорректированные» ОУ, например типа 357, в которых обеспечена внутренняя коррекция для значений коэффициента усиления при замкнутой цепи обратной связи, превышающих некоторый минимум ($K_U > 5$ для ОУ типа 357).

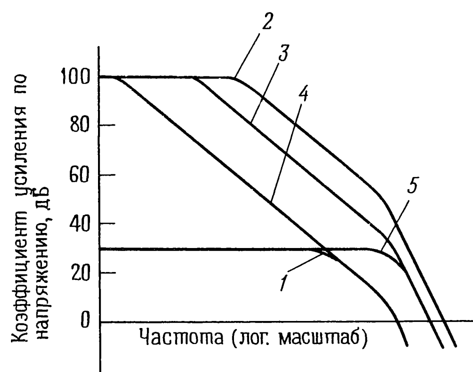


Рис. 4.87.

Коррекция по типу «полюс – нуль» характеристики. Иногда лучший результат, чем при однополюсной коррекции характеристики, можно получить, если использовать схему коррекции, которая сначала обеспечит спад усиления (наклон –6 дБ/октава после полюса характеристики), а затем, начиная с некоторой частоты, ровную характеристику (нуль характеристики) выше частоты, соответствующей второй точке излома «собственной» характеристики операционного усилителя. При таком способе коррекции вторая точка излома характеристики тем самым устраняется и до третьей точки излома происходит плавный спад усиления с наклоном –6 дБ/октава. Частотная характеристика приведена на рис. 4.88. На практике начало нулевого угла наклона задают таким образом, чтобы устранить вторую точку излома характеристики усилителя, а положение первой точки излома устанавливают таким, чтобы полный отклик схемы определялся единичным коэффициентом усиления на частоте соответствующей третьей точке излома. В технических характеристиках усилителей

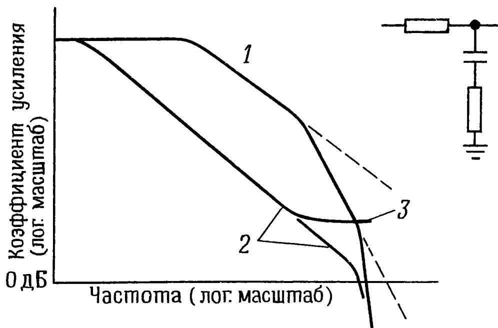


Рис. 4.88.

обычно можно найти рекомендации по выбору компонентов R и C для коррекции по методу «полюс–нуль» наряду с рекомендациями по выбору конденсаторов для однополюсной коррекции.

Как вы узнаете из разд. 13.06, слишком большое смещение низкочастотного полюса в область низких частот приводит к тому, что второй полюс оказывается лежащим в области более высоких частот, чем нуль характеристики. Это явление называют «расщеплением точек излома». Частоту нуля выбирают с учетом этого явления.

4.35. Частотная характеристика цепи обратной связи

Мы предполагали до сих пор, что цепь обратной связи имеет плоскую частотную характеристику; это предположение верно в тех случаях, когда в качестве цепи обратной связи используется резистивный делитель напряжения. Однако иногда возникает необходимость в модификации частотной характеристики усилителя (например, в случае дифференциатора или интегратора) или цепи обратной связи для повышения запаса устойчивости схемы. Запомните, что в таких случаях следует использовать диаграммы Боде для коэффициента передачи всей петли обратной связи, а не графики изменения коэффициента усиления усилителя при разомкнутой цепи обратной связи. Коротко говоря, в идеальном случае кривая зависимости коэффициента усиления при замкнутой цепи обратной связи от частоты должна пересекать кривую зависимости коэффициента усиления при разомкнутой цепи обратной связи под углом 6 дБ/октава. Чтобы этого достичь, очень часто, например в обычных инвертирующих и неинвертирующих усилителях, параллельно резистору обратной связи подключают небольшой конденсатор (емкостью несколько пикофарад). На рис. 4.89 дан пример такой схемы и соответствующей диаграммы Боде.

Если бы частотная характеристика схемы с обратной связью была горизонтальной, то усилитель находился бы на грани неустойчивости, так как в точке пересечения кривых их взаимный наклон составлял бы 12 дБ/октава. Конденсатор обеспечивает пересечение кривых под углом 6 дБ/октава и гарантирует тем самым устойчивость схемы. Особенно важно не забывать об этом при разработке дифференциаторов, так как в идеальном дифференциаторе коэффициент усиления при замкнутой цепи обратной связи нарастает с подъемом 6 дБ/октава; на некоторой промежуточной частоте необходимо осла-

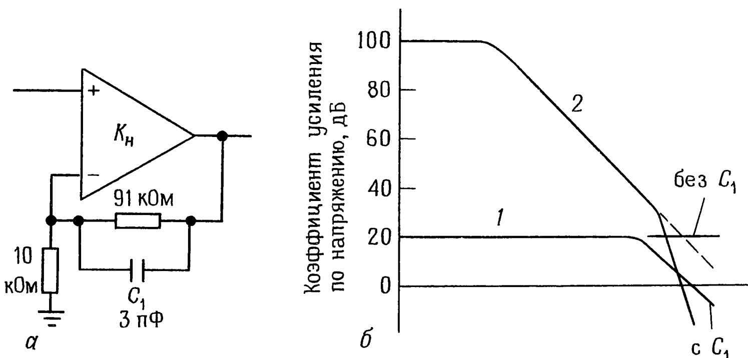


Рис. 4.89.

бить дифференцирующие свойства схемы, а на высоких частотах обеспечить спад усиления с наклоном −6 дБ/октава. Интеграторы в этом отношении не создают никаких проблем, так как сами по себе обеспечивают спад усиления −6 дБ/октава. Нужно очень постараться, чтобы вызвать автоколебания в интеграторе!

Чему отдать предпочтение? Обычно приходится выбирать между операционным усилителем с внутренней коррекцией и без коррекции. Проще использовать скорректированные усилители, обычно их и выбирают. Прежде всего остановите свое внимание на ОУ типа LF411 с внутренней коррекцией. Если вам нужна более широкая полоса пропускания и большая скорость нарастания, то можно подобрать более быстродействующий скорректированный ОУ (см. табл. 4.1 или 7.3). Если ничего не удается подобрать и коэффициент усиления при замкнутой цепи обратной связи превышает единицу (как чаще всего и бывает), то можно использовать нескорректированный усилитель с внешним конденсатором, рекомендуемым для вашего значения коэффициента усиления.

Некоторые усилители предоставляют другую возможность: «подкорректированная» схема, не требующая никаких внешних элементов коррекции, может быть использована в схемах, для которых коэффициент усиления больше единицы. Например, для получившего широкое распространение прецизионного ОУ типа OP-27 с низким уровнем шума (схема скорректирована для единичного усиления) существует два «подкорректированных» варианта схемы – это ОУ типа OP-37 (минимальный коэффициент усиления равен 5), в 7 раз более быстродействующий, чем скорректированный, и ОУ типа HA-5147 (минимальный коэффициент усиления равен 10), в 15 раз более быстродействующий.

Пример: источник питания переменного тока частотой 60 Гц. Нескорректированные ОУ предоставляют возможность так изменять схемы коррекции, что легко разрешается проблема, создаваемая дополнительными фазовыми сдвигами, возникающими за счет побочных элементов цепи обратной связи. На рис. 4.90 показан наглядный пример. Это усилитель низкой частоты, предназначенный для получения напряжения переменного тока с амплитудой 115 В из синусоидального входного сигнала частотой 60 Гц (получаемого с помощью схемы, описанной в разд. 8.31). Операционный усилитель вместе с резисторами R_2 и R_3 образует усилитель напряжения, имеющий 100-кратное усиление; далее он используется как усилитель с относительно небольшим коэффициен-

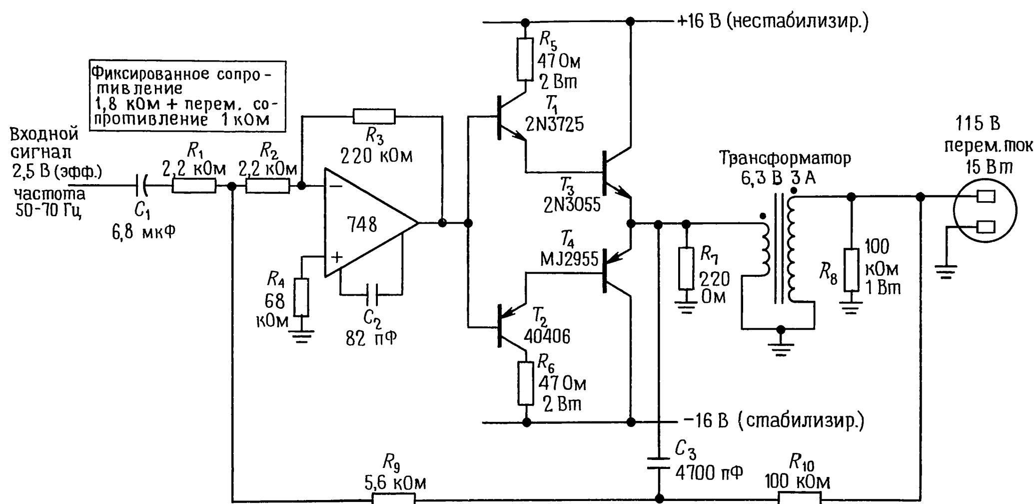


Рис. 4.90. Выходной усилитель источника питания с частотой 50 Гц.

том «разомкнутого» усиления, когда вся схема охватывается общей петлей обратной связи. Выход ОУ управляет двухтактным выходным каскадом, нагруженным на первичную обмотку трансформатора. Цепь общей низкочастотной обратной связи подключается к выходу трансформатора через резистор R_{10} и обеспечивает получение небольших искажений и стабильного выходного напряжения при изменениях тока в нагрузке. Наличие очень больших фазовых сдвигов в трансформаторе на высоких частотах приводит к необходимости введения на высоких частотах дополнительной цепи обратной связи через конденсатор C_3, подключенный к низковольтной обмотке трансформатора. Резисторы R_9 и R_{10} выбраны так, чтобы согласовать глубину обратной связи на всех частотах. Несмотря на то что высокочастотная цепь ОС подключена непосредственно к выходу двухтактного каскада, все равно имеют место фазовые сдвиги, обусловленные реактивной нагрузкой (первичная обмотка трансформатора) на выходные транзисторы. Для того чтобы схема обладала достаточной устойчивостью даже при наличии реактивных нагрузок выхода с напряжением 115 В, в ОУ выполнена избыточная коррекция с помощью конденсатора емкостью 82 пФ (для коррекции по единичному коэффициенту усиления достаточно иметь 30 пФ), а связанное с этим сужение полосы пропускания не имеет значения – схема используется на низких частотах.

Представленная схема является примером компромиссного решения, так как в идеальном случае желательно иметь как можно большее петлевое усиление для обеспечения стабильного выходного напряжения, устойчивого к изменениям тока в нагрузке. Однако большое петлевое усиление повышает тенденцию усилителя к автоколебаниям, особенно в случае использования реактивной нагрузки. Это связано с тем, что реактивная нагрузка в сочетании с конечным выходным импедансом трансформатора вызывает дополнительный фазовый сдвиг в петле низкочастотной ОС. Так как данная схема предназначена для управления синхронными электродвигателями телескопа (которые представляют собой высокоиндуктивную нагрузку), коэффициент передачи петли ОС специально сделан небольшим. Зависимость выходного напряжения переменного тока от нагрузки представлена на рис. 4.91. Судя по кривой, схема обеспечивает хорошую (но не слишком высокую) стабилизацию напряжения.

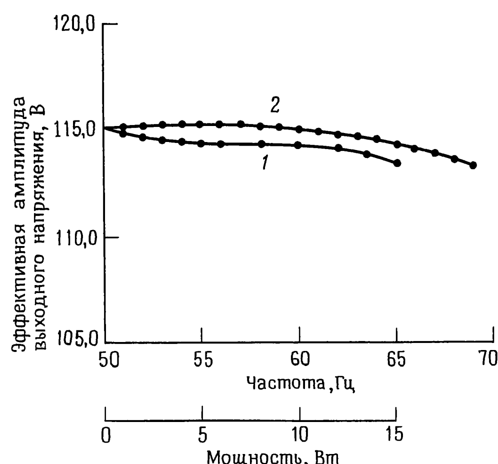


Рис. 4.91.

Низкочастотные автоколебания. В усилителях с обратной связью, имеющих межкаскадные связи по переменному току, проблемы обеспечения устойчивости могут возникать и на самых низких частотах. Они бывают связаны с накоплением *опережающего* фазового сдвига, который может возникнуть в усилителе, состоящем из нескольких каскадов, соединенных между собой через конденсаторы. Каждый блокирующий конденсатор в сочетании с входным сопротивлением, обусловленным цепями смещения и другими подобными элементами схемы усилителя, создает опережающий фазовый сдвиг на низкочастотном участке характеристики, который на частоте, соответствующей точке −3 дБ, равен 45°, а на более низких частотах приближается к 90°. Если цепь ОС обладает достаточным коэффициентом передачи, то в схеме могут возникнуть низкочастотные колебания, которые иногда называют шумом моторной лодки – «motorboating». В настоящее время, когда при необходимости всегда можно

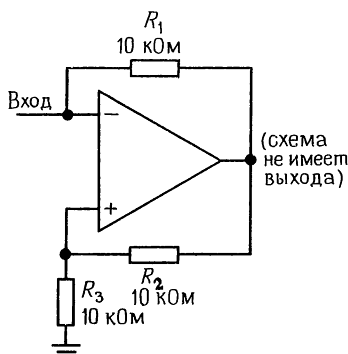


Рис. 4.92.

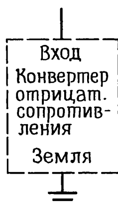


Рис. 4.93.

использовать усилители со связями по постоянному току, низкочастотные автоколебания почти никогда на практике не возникают. Тот, кто занимается электроникой давно, наверняка сталкивался с этими явлениями в прошлом.

СХЕМЫ, НЕ ТРЕБУЮЩИЕ ПОЯСНЕНИЙ

4.36. Некоторые полезные идеи

На рис. 4.94 показано несколько интересных и удачных схем, заимствованных в основном из технической документации фирм-изготовителей.

4.37. Негодные схемы

На рис. 4.95 представлена целая коллекция схем, содержащих заведомые ошибки. Пусть они немного вас позабавят и предостерегут от возможных промахов в работе. Среди них есть несколько настоящих чудищ. Можно гарантировать, что они никогда не будут работать. Разберитесь, почему. Во всех операционных усилителях используются источники питания ±15 В; если используются другие напряжения питания, то они указаны на схемах.

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УПРАЖНЕНИЯ

(1) Разработайте схему «чувствительного вольтметра». Он должен иметь $Z_{вх} = 1$ МОм и в четырех диапазонах обеспечивать чувствительность от 10 мВ до 10 В. Используйте измерительный прибор с размахом шкалы 1 мА и операционный усилитель. Если потребуется, отрегулируйте сдвиги напряжения. Подсчитайте показания прибора при разомкнутом входе, если: (а) $I_{см} = 25$ пА (типичное значение для ОУ типа 411) и (б) $I_{см} = 80$ нА (типичное значение для ОУ типа 741). Подумайте о том, какие ограничения следует ввести, чтобы предохранить прибор от повреждений (например, можно ограничить величину тока, чтобы она не превышала 200% полного размаха шкалы) и защитите входы усилителя от напряжений, которые выходят за пределы питающих напряжений. Как вы думаете: подойдет ли для высокоимпедансных измерений сигналов низкого уровня ОУ типа 741?

(2) Разработайте схему усилителя звуковых частот на основе ОУ типа OP-27 (имеет низкий уровень шумов, рекомендуется для использования в усилителях звуковых частот). Усилитель должен иметь следующие характеристики: $K = 20$ дБ, $Z_{вх} = 10$ кОм, точка -3 дБ соответствует частоте 20 Гц. Используйте неинвертирующую схему, предусмотрите, чтобы спад усиления на низких частотах ослаблял влияние входного напряжения сдвига. Разработайте схему с учетом того, что влияние входного тока смещения на выходной сдвиг должно быть минимальным. Учтите, что источник сигнала подключен через конденсатор.

(3) Разработайте схему расщепления фаз (фазоинвертора) с единичным коэффициентом усиления (см. гл. 2) на основе ОУ типа 411. Схема должна иметь высокое входное и низкое выходное сопротивления. Учитывая ограничения по скорости нарастания, оцените грубо максимальную частоту, на которой можно получить полный размах сигнала (27 В от пика до пика при использовании напряжения питания ±15 В).

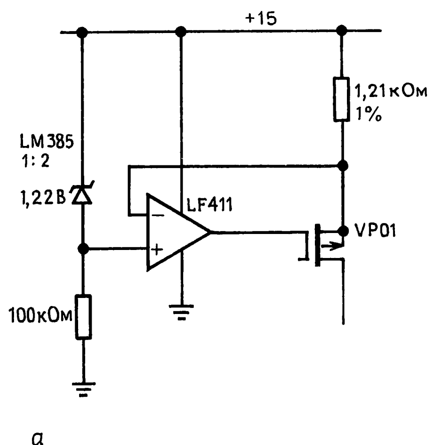
(4) Усилители мощности звуковых частот El Cheapo на верхних частотах возбуждаются из-за начинающегося с частоты 2 кГц (точка +3 дБ на характеристике) нарастания усиления +6 дБ/октава. Разработайте простой *RC*-фильтр, который можно было бы включить между предусилителем и усилителем для компенсации возбуждения. При необходимости *RC*-фильтр можно построить на ОУ типа AD611 (еще одна интегральная схема, рекомендуемая для использования в звуковом диапазоне частот). Для предусилителя $Z_{вых} = 50$ кОм, а для усилителя $Z_{вх} = 10$ кОм.

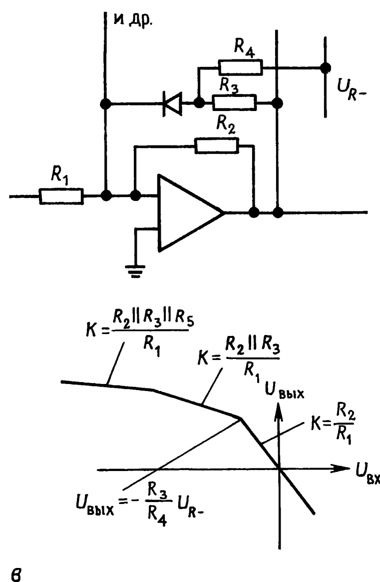
(5) Операционный усилитель типа 741 используется в качестве простого компаратора с одним заземленным входом, т. е. в качестве детектора нулевого уровня. На второй вход поступает синусоидальный сигнал с амплитудой 1 В (частота 1 кГц). Чему равно напряжение на входе, когда напряжение на выходе проходит через уровень 0 В? Предположите, что скорость нарастания составляет 0,5 В/мкс, а напряжение насыщения выхода равно ±13 В.

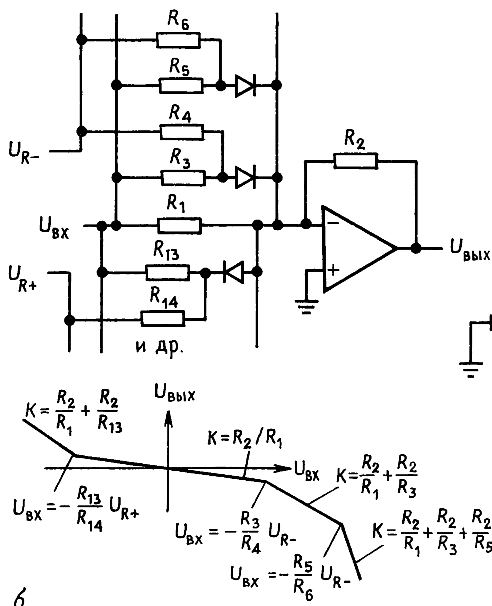
(6) На рис. 4.92 дан пример схемы преобразователя отрицательного сопротивления. (а) Чему равно ее входное сопротивление? (б) Диапазон выходного напряжения ограничен значениями U_+ и U_-. Каков диапазон входного напряжения, в котором схема работает без насыщения?

(7) Представьте только что рассмотренную схему в виде эквивалентного «черного ящика» с двумя выводами (рис. 4.93). Как с помощью этого двухполюсника построить усилитель постоянного тока с коэффициентом усиления −10? Почему нельзя сделать усилитель постоянного тока с коэффициентом усиления +10? (Подсказка: в определенном диапазоне сопротивлений источника схема работает как «защелка». Чему равен этот диапазон? Какие меры могут, на наш взгляд, здесь помочь?)









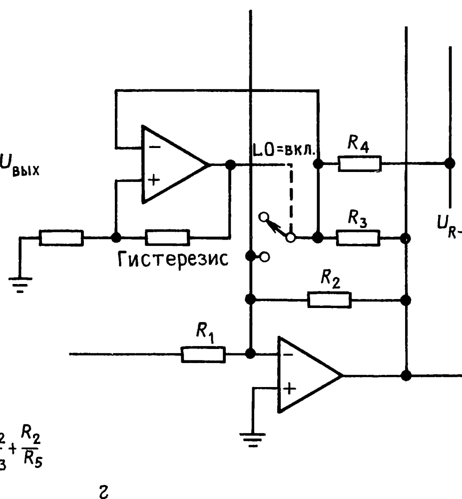
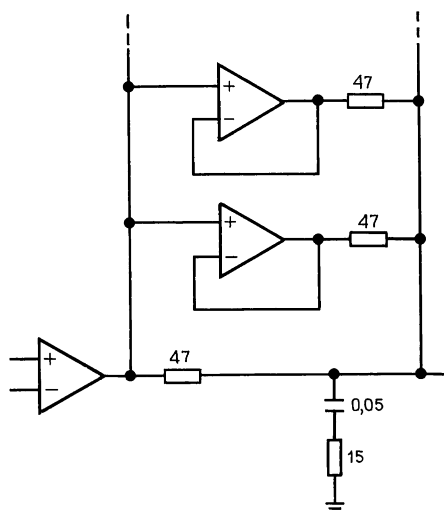
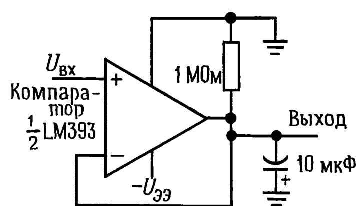
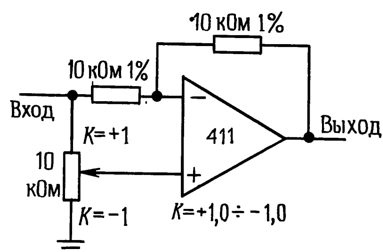
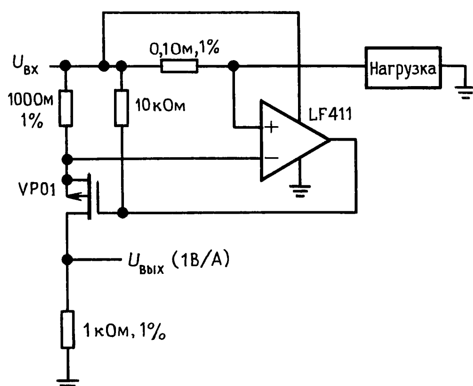


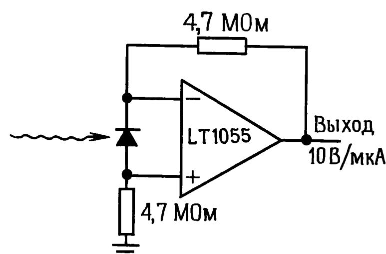
Рис. 4.94. *а* – прецизионный источник тока с использованием полевого МОП-транзистора; *б* – инвертирующий усилитель с ломаной характеристикой; коэффициент усиления K увеличивается для входных сигналов, превышающих пороговое значение; в формулах пороговых значений предполагается, что $U_{\text{диод}} = 0$; пороговое напряжение должно быть $> 0{,}5$ В; *в* – аналогично *б*, но коэффициент усиления уменьшается для выходных напряжений выше порогового значения; *г* – аналогично *в*, но с компаратором и переключателем; работает как «совершенный» диод ($U_{\text{д}} = 0$);

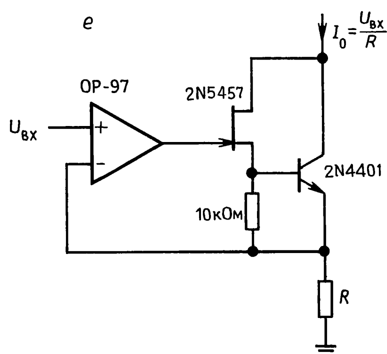












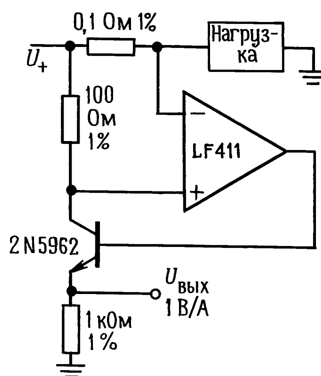


Рис. 4.94 (продолжение).

д – благодаря дополнительным ОУ выходной ток увеличен; следите, чтобы не было перегрева; *е* – токовый монитор; *ж* – прецизионная схема, поглощающая ток; *з* – пиковый детектор для отрицательных импульсов; *и* – схема с переменным коэффициентом усиления; *к* – усилитель с фотодиодом; *л* – схема управления током;

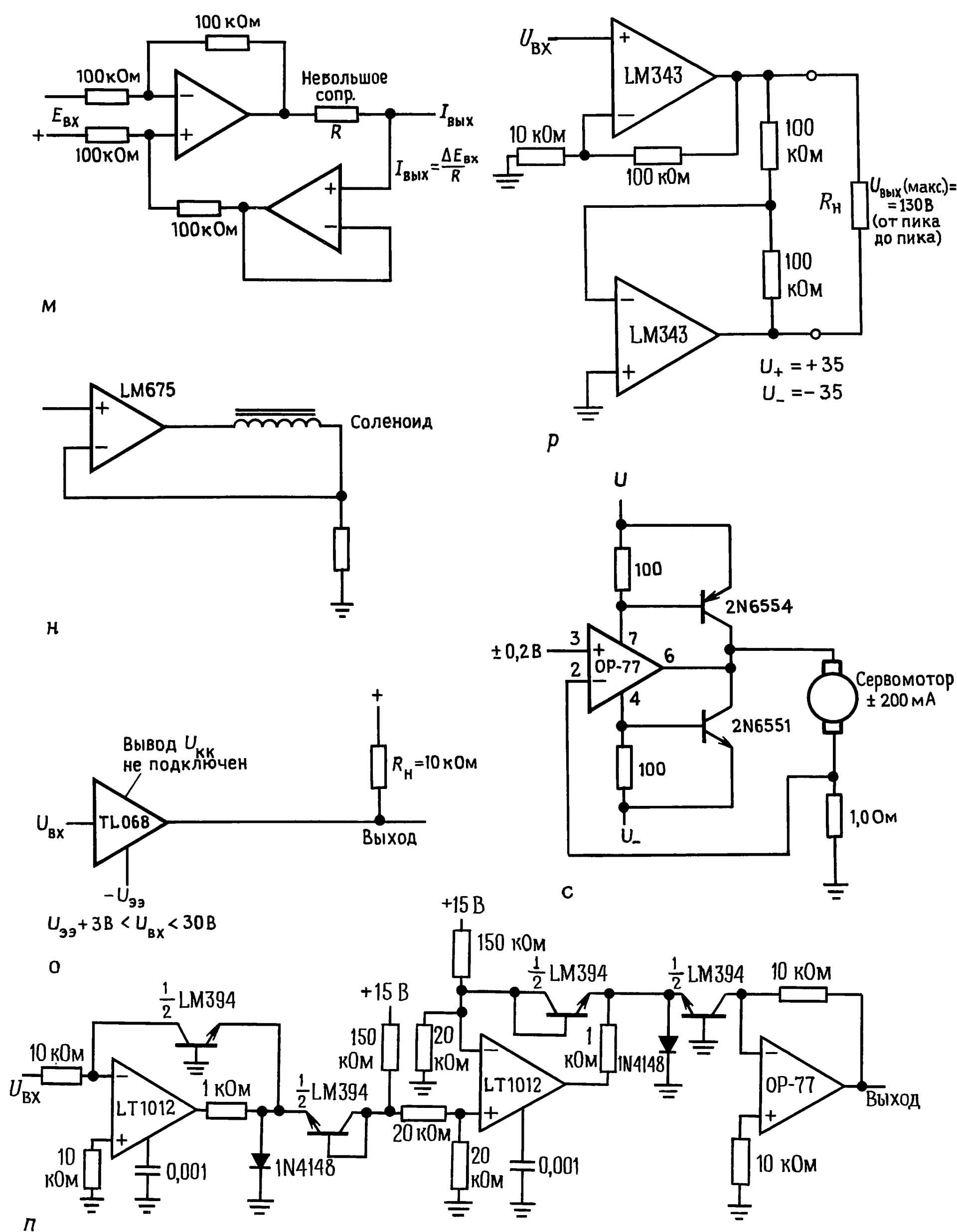


Рис. 4.94 (продолжение).

м – прецизионный биполярный источник тока; *н* – активный соленоид; *о* – оригинальный повторитель на полевом транзисторе с 3 выводами; *п* – логарифмический преобразователь с температурной компенсацией; *р* – высоковольтная (мостовая) схема для плавающей нагрузки; *с* – сервоусилитель 0,2 А;

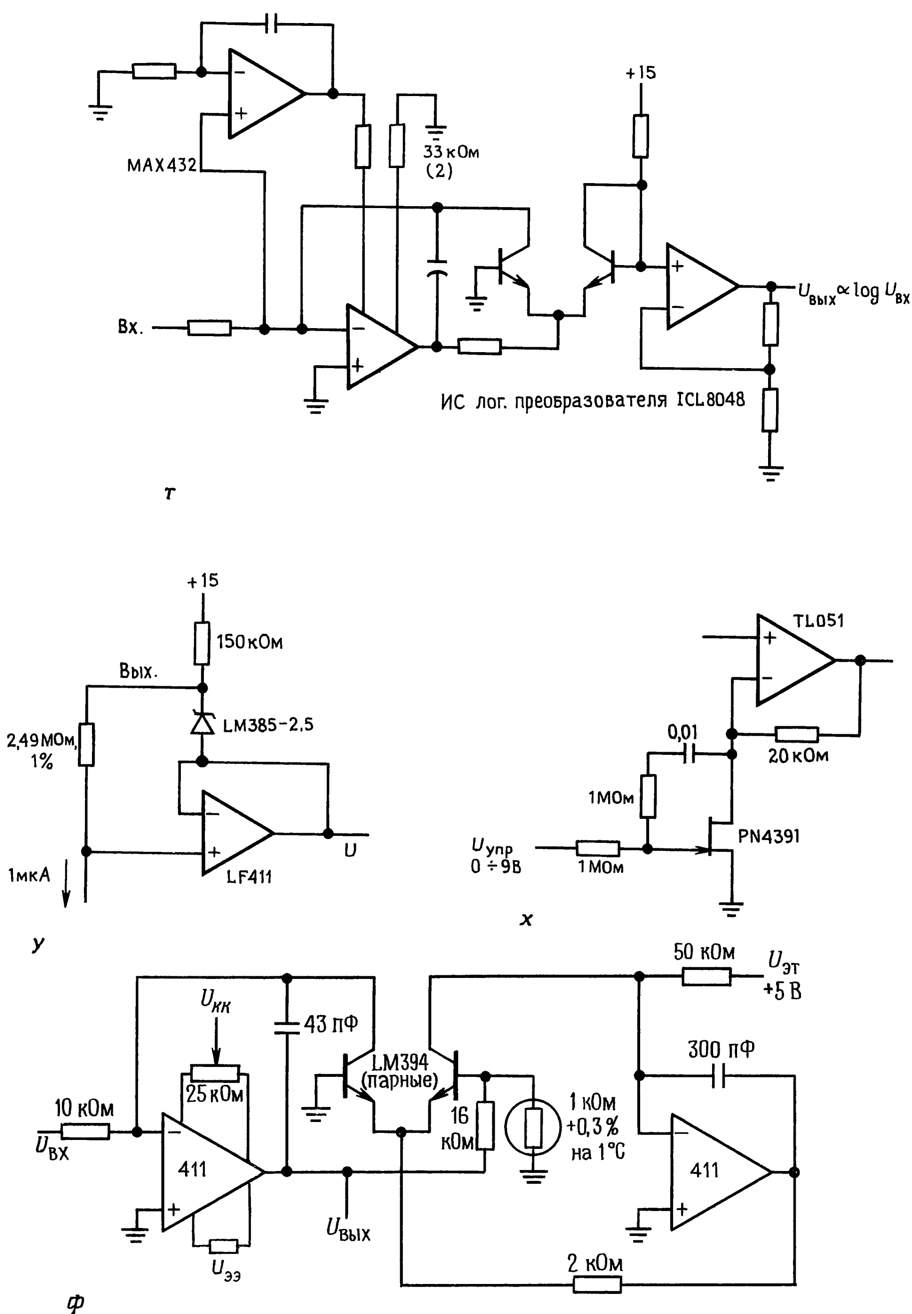


Рис. 4.94 (продолжение).

т – логарифмический преобразователь с широким входным диапазоном и автоматическим обнулением на основе усилителя прерывателя; *у* – источник тока; *ф* – быстродействующий логарифмический преобразователь; *х* – усилитель с переменным усилением с небольшими искажениями;



+15
I_+
3019
I_-
-15
R_1
$U_+ = I_+R_1$
$U_- = I_-R_1$

ц

15 Ом, 5%
15 Ом, 5%

ш

2 – 10 пФ
10 кОм
1 кОм
LM318
2N930
1000 пФ полистирол.
1 кОм
LH0062
LT068

щ

+36 В
4,7 кОм
62
GE D45C11
2N4401
3,3 кОм
316 кОм
22 пФ
1 кОм
680 пФ
Вход
10 кОм
U_+
U_-
P-37
Выход
G=30 дБ
500
3,3 кОм
2N4403
GE D44C11
4,7 кОм
62
-36 В

ч

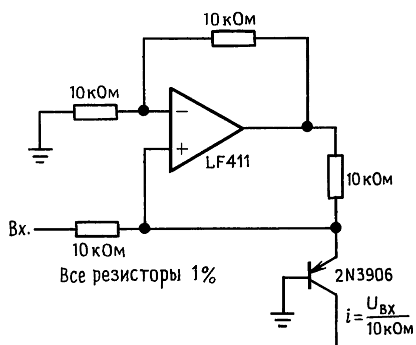
Вход от предус. каскада
0,005
560
+15
100 кОм
20 кОм
OP-50
-15
Наушники
20 кОм
Искажение < 0,003% и 1 кГц
Отнош. сигнала к шуму > 80 дБ
4,99 кОм

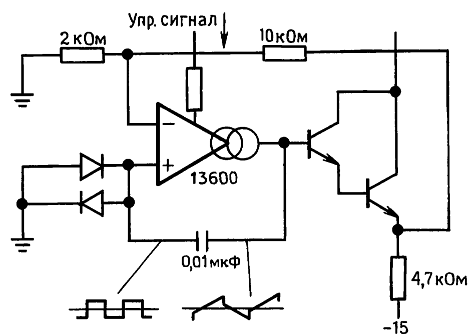
э

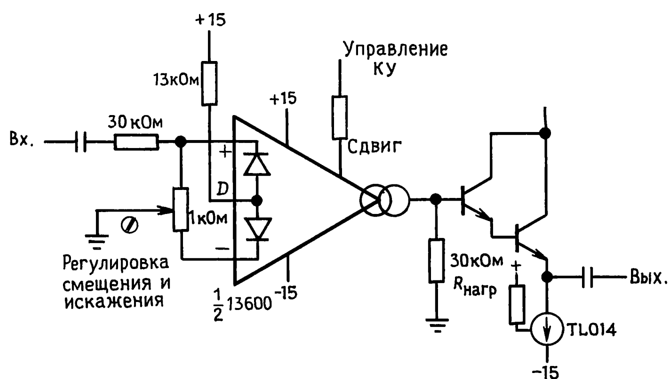
+5
100 кОм
100 кОм
Резистор "притяжения"
LM339
5,1 кОм
5,1 кОм
20 МОм
10 кОм

ю

Рис. 4.94 (продолжение).
ц – биполярный прецизионный ограничитель; *ч* – высоковольтный ОУ с низким уровнем шума (техническая документация PMI, примеч. по использованию 106); *ш* – получение удвоенного выходного сигнала в схеме на основе сдвоенного ОУ; *щ* – быстродействующий пиковый детектор; *э* – усилитель для наушников со слабым искажением (техническая документация PMI, примеч. по использованию 106); *ю* – детектор нуля с одним источником питания;







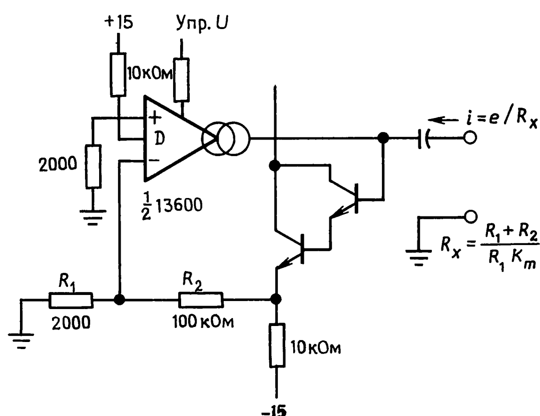
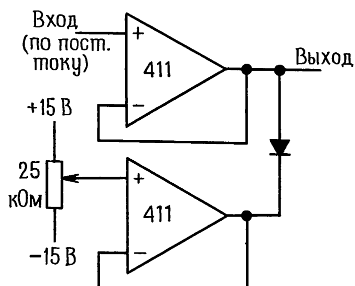


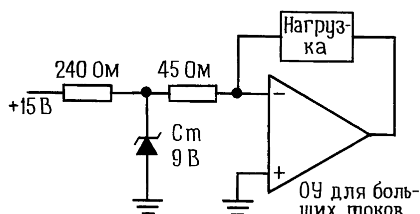
Рис. 4.94 (продолжение).

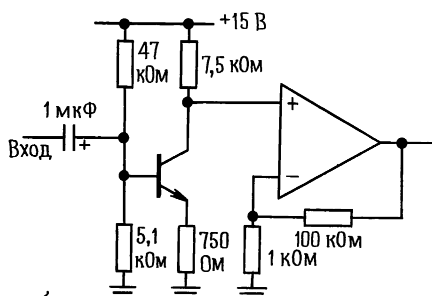
я – источник тока Хауленда для управляющих схем преобразования напряжений в ток (от 1 мкА до 1 мА); А – управляемый напряжением усилитель-преобразователь с линеаризованной характеристикой; Б – управляемый напряжением (переменного тока) нагрузочный резистор; В – управляемый напряжением генератор на основе усилителя-преобразователя.

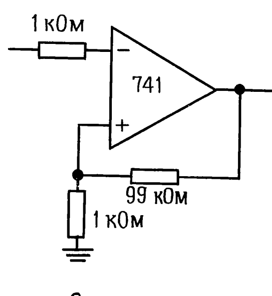


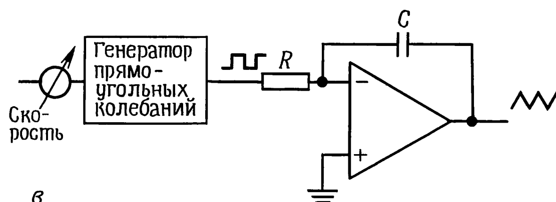
Неудачные схемы











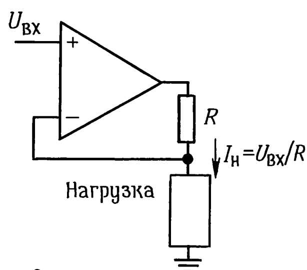
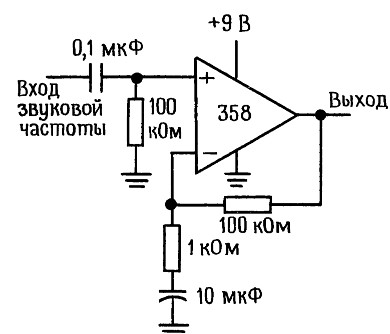
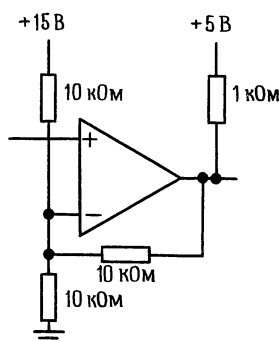
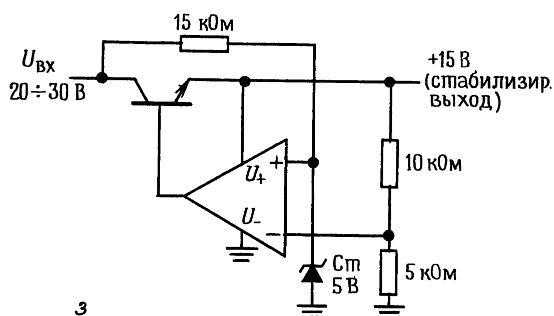
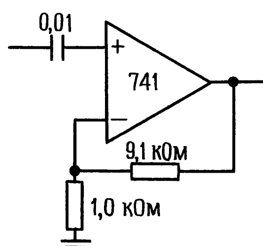


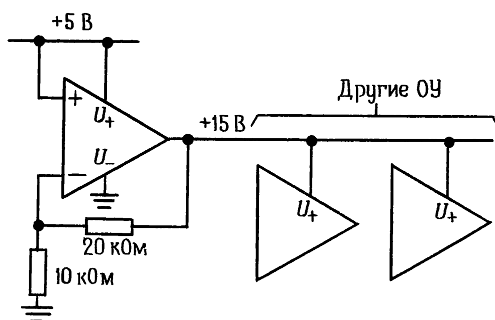
Рис. 4.95.
а – регулируемый ограничитель; *б* – выходной каскад на ОУ для усилителя звуковых частот со 100-кратным усилением; *в* – генератор треугольного сигнала; *г* – источник тока (программируемый напряжением); *д* – источник тока на 200 мА; *е* – усилитель постоянного тока (100-кратный);

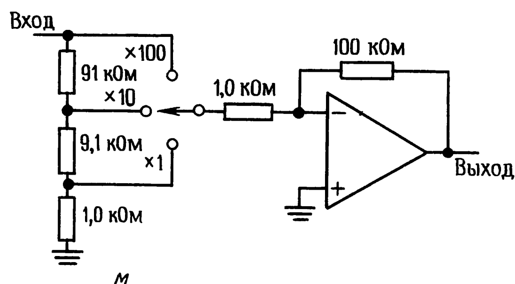












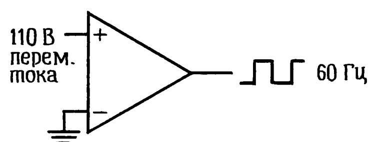
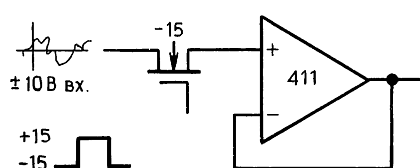
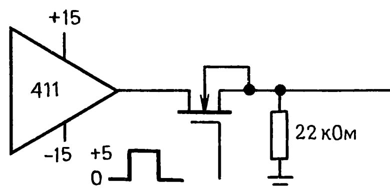


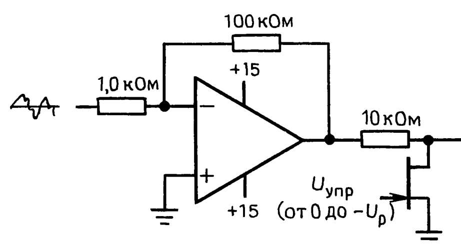
Рис. 4.95 (продолжение).

ж – усилитель звуковых частот со 100-кратным усилением и однополярным питанием; *з* – стабилизатор на 15 В; *и* – операционный усилитель в качестве стабилизатора +15 В; *к* – триггер Шмитта; *л* – 10-кратный усилитель со связями по переменному току; *м* – усилитель постоянного тока с перестраиваемым усилением (×10 – ×100); *н* – детектор нуля;

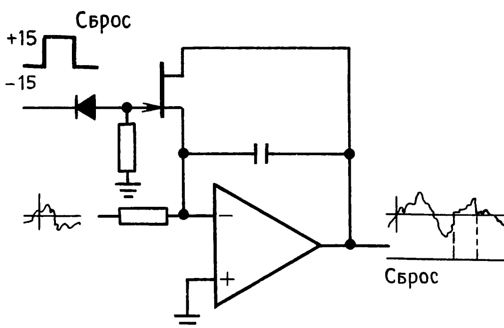




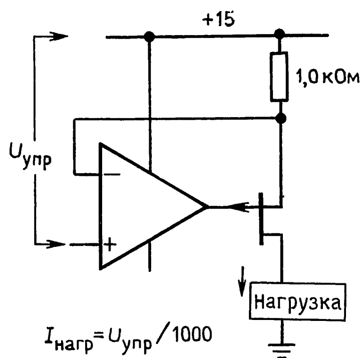
о



п



с



р

Рис. 4.95 (продолжение).
о – операционные усилители с переключателями; *п* – управление коэффициентом усиления с помощью полевого транзистора; *р* – источник тока; *с* – интегратор со сбросом.

ГЛАВА 5

АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ И ГЕНЕРАТОРЫ

Весьма интересный класс линейных (т.е. нецифровых) схем можно изучать, зная только транзисторы и ОУ. Это позволит читателю усвоить ряд трудных моментов (а именно, нюансы поведения транзисторов, обратную связь, ограничения, свойственные ОУ и др.), перед тем как приступить к описанию новых устройств и методик проектирования в обширной области цифровой схемотехники. С этой целью в данной главе кратко рассмотрим активные фильтры и генераторы. Другие аналоговые устройства будут рассмотрены в гл. 6 (стабилизаторы напряжения и сильноточные устройства), гл. 7 (прецизионные и малошумящие схемы), гл. 13 (радиочастотная техника), гл. 14 (проектирование маломощных схем) и гл. 15 (измерения и обработка сигналов). В первой части этой главы описывается специализированная аппаратура (активные фильтры, разд. 5.01–5.11), и при первом чтении эту часть можно опустить. Однако вторую часть этой главы (генераторы, разд. 5.12–5.19), в которой описывается аппаратура с широкой областью применения, опускать не следует.

АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ

В гл. 1 мы уже начали рассматривать фильтры, состоящие из резисторов и конденсаторов. Эти простые *RC*-фильтры верхних или нижних частот обеспечивают пологие характеристики коэффициента передачи с наклоном 6 дБ/октава после точки, соответствующей значению коэффициента передачи −3 дБ. Было также показано, как построить полосовой фильтр, соединяя каскадно фильтры верхних и нижних частот; при этом характеристики такого фильтра опять же имеют пологие «склоны» с наклоном 6 дБ/октава. Для многих целей такие фильтры вполне подходят, особенно в тех случаях, когда сигнал, который должен быть подавлен, далеко сдвинут по частоте относительно желательной полосы пропускания. В качестве примеров можно указать шунтирование радиочастотных сигналов в схемах усиления звуковых частот, «блокирующие» конденсаторы для исключения постоянной составляющей и разделение модулирующей и несущей частот (см. гл. 13).

5.01. Частотная характеристика *RC*-фильтров

Однако часто возникает необходимость в фильтрах с более плоским участком характеристики в полосе пропускания и более крутыми склонами. Такая потребность существует всегда, когда надо отфильтровать сигнал от близкой по частоте помехи. Немедленно возникает следующий очевидный вопрос: можно ли (соединяя каскадно одинаковые фильтры, скажем, нижних частот), получить аппроксимацию идеальной характеристики фильтра нижних частот типа «кирпичная стена», как это показано на рис. 5.1.

Мы знаем, что простое каскадное соединение не дает результата без ухудшения общей характеристики, так как входное сопротивление каждого звена будет

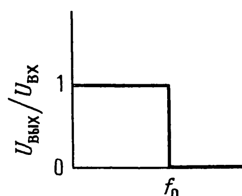
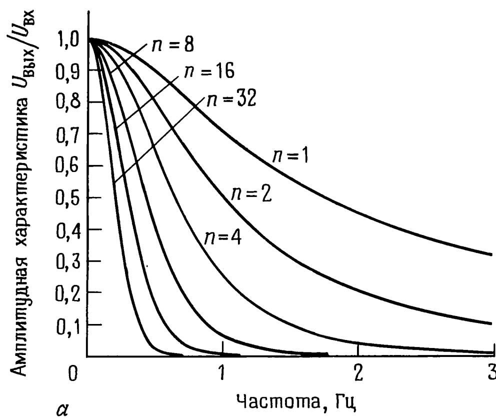
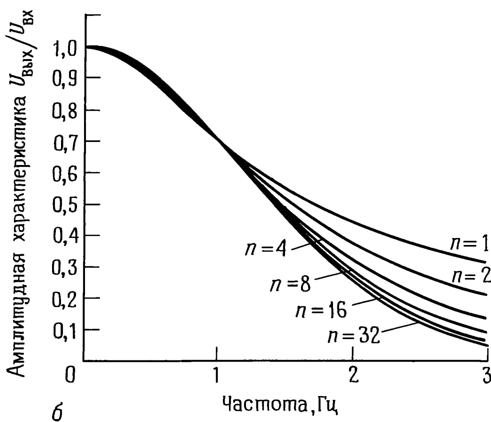


Рис. 5.1.





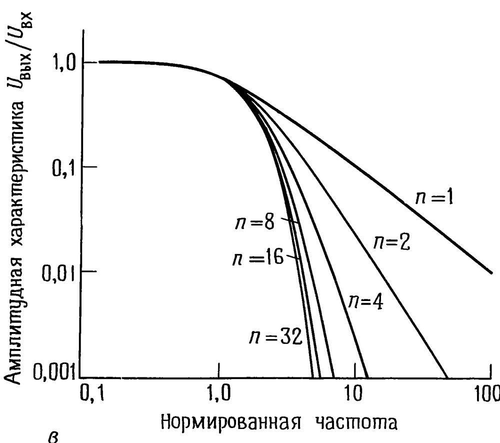


Рис. 5.2. Частотные характеристики многокаскадных RC-фильтров. Графики *а* и *б* выполнены в линейном масштабе, график *в* – в логарифмическом. Характеристики на графиках *б* и *в* нормализованы приведением точки –3 дБ к единичной частоте.

служить существенной нагрузкой для предыдущего звена. Но если поставить буферы между всеми звеньями (или сделать полное входное сопротивление каждого звена намного выше, чем у предыдущего) то, казалось бы, можно добиться желаемого эффекта. Тем не менее ответ на поставленный вопрос будет отрицательным. Соединенные каскадно *RC*-фильтры действительно дадут суммарную характеристику с крутым наклоном, но «излом» этой амплитудно-частотной характеристики не будет резким. Это можно сформулировать так: из многих плавных перегибов не сделать одного крутого. Чтобы проиллюстрировать этот вывод, построим несколько графиков частотных характеристик коэффициента усиления (т. е. $U_{вых}/U_{вх}$) фильтров нижних частот, составленных из 1, 2, 4, 8, 16 и 32 идентичных, полностью развязанных буферными усилителями *RC*-звеньев (рис. 5.2).

На первом графике показан эффект от каскадного соединения нескольких *RC*-звеньев, у каждого из которых точка, соответствующая значению –3 дБ, находится на единичной частоте. По мере добавления новых секций точка –3 дБ суммарной характеристики сдвигается в сторону низких частот, что легко было предсказать. Чтобы сравнение характеристик фильтров было корректным, надо таким образом согласовать частоты среза отдельных звеньев, чтобы частота, отвечающая значению –3 дБ, была одна и та же для сравниваемых фильтров. Остальные графики на рис. 5.2, как и несколько следующих графиков в этой главе, «нормированы» по частоте, в том смысле, что точка, отвечающая значению –3 дБ (или точка перегиба), находится на частоте 1 рад/с (или 1 Гц). Для того чтобы определить характеристику фильтра, у которого точка перегиба находится на другой частоте, нужно просто изменить масштаб по оси частот с помощью умножения значений на частотной оси на истинное значение точки перегиба f_c. Как правило, имея дело с фильтрами, мы будем придерживаться графиков с логарифмическим масштабом по обеим осям, поскольку такой график дает наибольшую

информацию об амплитудно-частотной характеристике. Он позволяет увидеть приближение к окончательной крутизне спада и дает возможность установить точное значение затухания. В данном случае (каскадное соединение *RC*-звеньев) нормализованные графики на рис. 5.2,*б* и 5.2,*в* демонстрируют плавный изгиб характеристики пассивных *RC*-фильтров.

5.02. Идеальный рабочий режим *LC*-фильтров

Как было показано в гл. 1, фильтры, построенные из конденсаторов и катушек индуктивности, могут иметь весьма крутые характеристики. Примером этого может служить параллельный резонансный *LC*-контур. Введение в конструкцию катушек индуктивности дает возможность создать фильтр с любой желаемой близостью участка характеристики в полосе пропускания к горизонтальной прямой в сочетании с резкостью переходной области и крутизной спада вне полосы пропускания. На рис. 5.3 приведены в качестве примера телефонный фильтр и соответствующая характеристика.

Очевидно, что введение катушек индуктивности в схему дает некий магический эффект, который без них не может быть достигнут. По терминологии теории цепей, эта магия заключается в наличии «внеосевых полюсов». Тем не менее сложность фильтра возрастает по мере ужесточения требований к горизонтальности и плавности амплитудно-частотной характеристики в полосе пропускания и к крутизне спада вне ее, приводя к увеличению числа элементов по сравнению с предыдущим фильтром. Переходная и фазочастотная характеристики, вообще говоря, также ухудшаются по мере приближения амплитудно-частотной характеристики к идеальной прямоугольной форме (кирпичная стена).

Синтез фильтров из пассивных элементов (*R*, *L*, *C*) – хорошо исследованная область [см., например, авторитетный справочник Зверева (тематические ссылки в конце книги)]. Единственной проблемой является то, что катушки индуктивности как элемент схемы часто оставляют желать лучшего. Они нередко бывают дорогими и громоздкими, далеки от идеала, поскольку ведут к «потерям», а именно имеют значительное последовательное сопротивление, равно как и другие «патологии», такие, как нелинейность, распределенная межвитковая емкость обмотки и чувствительность к магнитным помехам.

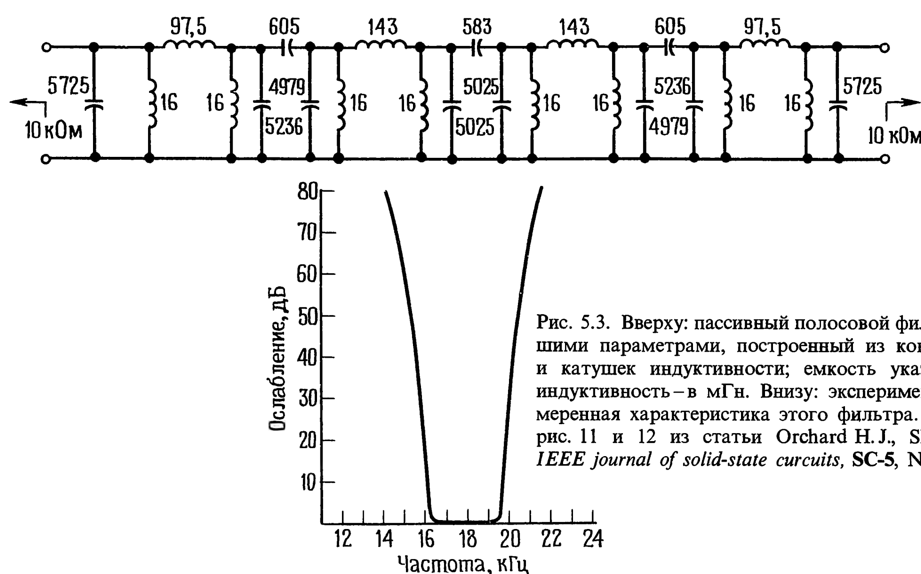


Рис. 5.3. Вверху: пассивный полосовой фильтр с хорошими параметрами, построенный из конденсаторов и катушек индуктивности; емкость указана в пФ, индуктивность – в мГн. Внизу: экспериментально измеренная характеристика этого фильтра. (На основе рис. 11 и 12 из статьи Orchard H.J., Sheahan D.F. *IEEE journal of solid-state curcuits,* SC-5, No. 3 (1970).)

Следовательно, нужно найти способ построения фильтров без катушек индуктивности с характеристиками идеальных *RLC*-фильтров.

5.03. Введение в активные фильтры: обзор

При использовании в качестве элемента схемы фильтра ОУ можно синтезировать характеристику любого *RLC*-фильтра без применения катушек индуктивности. Такие безиндуктивные фильтры известны под названием «активные фильтры» из-за наличия в их схеме активного элемента (усилителя).

Активные фильтры можно использовать для реализации фильтров нижних и верхних частот, полосовых и полосно-подавляющих фильтров, выбирая тип фильтра в зависимости от наиболее важных свойств характеристики, таких, как максимальная равномерность усиления в полосе пропускания, крутизна переходной области или независимость времени запаздывания от частоты (далее об этом подробнее). Кроме того, можно построить как «всепропускающие фильтры» с плоской амплитудно-частотной характеристикой, но нестандартной фазочастотной характеристикой (они также известны как «фазовые корректоры»), так и наоборот – фильтр с постоянным фазовым сдвигом, но с произвольной амплитудно-частотной характеристикой.

Конвертеры отрицательного полного сопротивления и гираторы. Есть два интересных схемных элемента, которые следует упомянуть в любом обзоре: это – конвертер отрицательного полного сопротивления (КОС) и гиратор. Эти устройства могут имитировать свойства катушек индуктивности, хотя в них кроме ОУ используются только конденсаторы и резисторы.

Раз это так, то мы можем делать безиндуктивные фильтры с идеальными свойствами *RLC*-фильтра, таким образом – это по крайней мере один из способов реализации активных фильтров.

КОС преобразует полное сопротивление в ему *противоположное* (т. е. с обратным знаком), в то время как гиратор преобразует полное сопротивление в *обратное* (т. е. емкость в индуктивность). Следующие упражнения помогут уяснить, как это происходит.

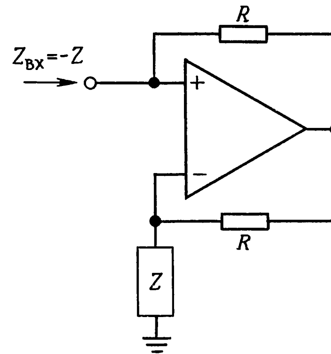


Рис. 5.4. Преобразователь (конвертер) полного отрицательного сопротивления.

Упражнение 5.1. Покажите, что изображенная на рис. 5.4 схема представляет собой конвертер полного сопротивления, в частности что $Z_{вх} = -Z$. Подсказка: подайте на вход какое-нибудь напряжение U и вычислите входной ток I. Затем возьмите их отношение, чтобы найти $Z_{вх} = U/I$.

Упражнение 5.2. Покажите, что схема на рис. 5.5 есть гиратор, в частности что $Z_{вх} = R^2/Z$. Подсказка: эту схему можно рассматривать как набор делителей напряжения, начиная справа.

Таким образом, КОС превращает конденсатор в «обратную» катушку индуктивности:

$$Z_C = 1/j\omega C \rightarrow Z_{вх} = j/\omega C,$$

т. е. в том смысле, что порождаемый ток запаздывает относительно приложенного напряжения, а его полное сопротивление имеет неправильную частотную зависимость (при возрастании частоты оно не растет, а убывает). Гиратор же, напротив, превращает конденсатор в элемент с истинной индуктивностью:

$$Z_C = 1/j\omega C \rightarrow Z_{вх} = j\omega CR^2,$$

т. е. индуктивность которого $L = CR^2$.

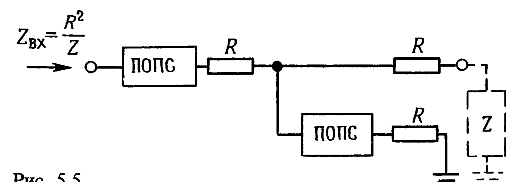


Рис. 5.5.

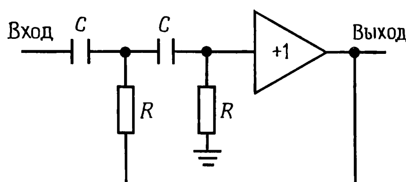


Рис. 5.6.

Существование гиратора делает интуитивно ясным тот факт, что можно построить безындуктивный фильтр, имитирующий любой фильтр, использующий катушки индуктивности: просто заменить каждую катушку «гиратированным» конденсатором. Такое применение гираторов вполне корректно, и ранее упомянутый телефонный фильтр построен именно таким способом. Кроме того, простая вставка гираторов в существующие *RLC*-схемы позволяет создавать много иных структур фильтров. Проектирование активных безындуктивных фильтров – весьма активно развивающаяся область, и описания новых конструкций появляются в журналах каждый месяц.

Фильтры Саллена и Ки. На рис. 5.6 приведен пример простого фильтра, построенного даже отчасти из интуитивных соображений. Он известен как фильтр Саллена и Ки, по имени его изобретателей. Здесь в качестве усилителя с единичным коэффициентом усиления может использоваться ОУ, включенный в режиме повторителя, либо просто эмиттерный повторитель. Данный фильтр представляет собой двухполюсный фильтр верхних частот. Следует отметить, что это был бы просто двухкаскадный *RC*-фильтр, если бы первый резистор не был соединен с выходом. Легко показать, что на очень низких частотах наклон характеристики такой же, как и у *RC*-фильтра, поскольку выходной сигнал практически равен нулю. Рост же выходного сигнала при увеличении его частоты приводит к уменьшению ослабления в результате действия этой следящей связи, и за счет этого становится более резким излом характеристики. Конечно, такое объяснение на пальцах не может заменить полного расчета, уже, к счастью, проделанного для огромного числа хороших фильтров. Мы вернемся к схемам активных фильтров в разд. 5.06.

5.04. Критерии режима работы фильтра Ки

При анализе фильтров и при расчете их параметров всегда используются некоторые стандартные термины и имеет смысл придерживаться их с самого начала.

Частотная область. Наиболее очевидной характеристикой фильтра является зависимость его коэффициента передачи от частоты; типичный случай – характеристика фильтра нижних частот, показанная на рис. 5.7. Здесь *полоса пропускания* представляет собой область частот, которые сравнительно мало ослабляются фильтром. Чаще всего считается, что полоса пропускания простирается до точки, соответствующей значению затухания −3 дБ, но для некоторых фильтров (среди них замечательны фильтры с «равновеликими пульсациями») граница полосы пропускания может быть определена не-

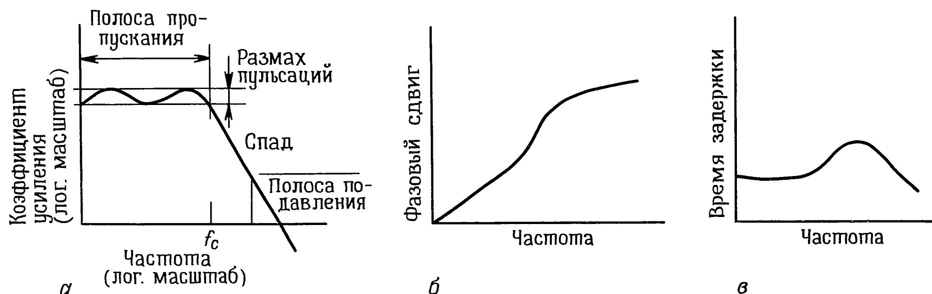


Рис. 5.7. Частотные характеристики фильтров. *а* – коэффициент усиления (логарифмический масштаб), *б* и *в* – сдвиг фазы и временно́е запаздывание (линейный масштаб).

сколько иначе. Внутри же полосы пропускания характеристика может быть неравномерной, или *пульсирующей*, с определенным *диапазоном* (полосой) *пульсаций* характеристики, как это и показано на рисунке. *Частота среза* f_c определяет границу полосы пропускания. Далее характеристика фильтра проходит через *переходную область* (известную также как «*склон*» характеристики фильтра) к *полосе задерживания* – области значительного ослабления. Полосу задерживания можно определить через некоторое минимальное затухание, например 40 дБ.

Наряду с характеристикой коэффициента передачи в частотной области важен и другой параметр, а именно *сдвиг фазы* выходного сигнала по отношению к входному. Другими словами, нас интересует *комплексная* частотная характеристика фильтра, которая обычно обозначается как **H**(**s**), где **s** = *j*ω; **s** и **H** – комплексные величины. Фазочастотная характеристика важна, поскольку сигнал, целиком расположенный по частоте в полосе пропускания, будет искажен, если время запаздывания при прохождении через фильтр не будет постоянным для различных частот. Постоянство временной задержки (для всех частот) соответствует линейному возрастанию фазового сдвига в зависимости от частоты, поэтому термин *фильтр с линейной фазочастотной характеристикой* применяется к идеальному в этом отношении фильтру. На рис. 5.8 показаны типовые графики фазочастотной характе-

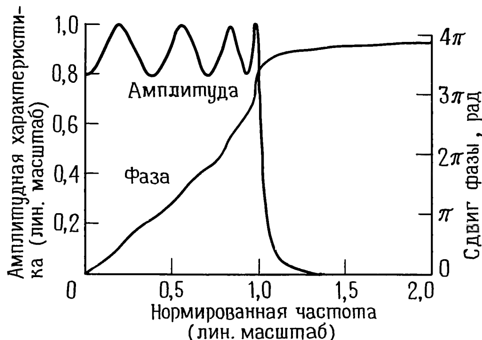


Рис. 5.8. Фазовая и амплитудно-частотная характеристики 8-полюсного фильтра Чебышева нижних частот. Размах пульсаций (неравномерность) 2 дБ.

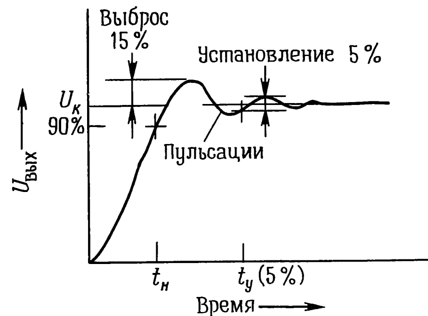


Рис. 5.9.

ристики и амплитудно-частотной характеристики фильтра нижних частот, который явно не является линейно-фазовым фильтром. Графики фазочастотной характеристики лучше всего строить в линейном по частоте масштабе.

Временнáя область. Свойства фильтров, как и любых других схем переменного тока, могут быть описаны также их параметрами во *временнóй области*, а именно временем нарастания, выбросом, пульсациями и временем установления. Эти свойства важны, в частности, там, где должны использоваться ступенчатые или импульсные сигналы. На рис. 5.9 показана типичная переходная характеристика фильтра нижних частот. Здесь *время нарастания* представляет собой время, необходимое для достижения сигналом 90% своего конечного значения, в то время как *время установления* – это время, необходимое для того, чтобы сигнал попал в некоторую окрестность конечного значения и там остался. *Выброс* и *колебания* описывают нежелательные свойства фильтра, смысл которых ясен из их названия.

5.05. Типы фильтров

Предположим, что требуется фильтр нижних частот с плоской характеристикой в полосе пропускания и резким переходом к полосе подавления. Окончательный же наклон характеристики в полосе задерживания всегда будет 6*n* дБ/октава, где *n* – число «полюсов». На каждый полюс необходим один конденсатор (или катушка индуктивности), поэтому требования к окончательной скорости спада частотной

характеристики фильтра, грубо говоря, определяют его сложность.

Теперь предположим, что вы решили использовать 6-полюсный фильтр нижних частот. Вам гарантирован окончательный спад характеристики на высоких частотах 36 дБ/октава. В свою очередь теперь можно оптимизировать схему фильтра в смысле обеспечения максимально плоской характеристики в полосе пропускания за счет уменьшения крутизны перехода от полосы пропускания к полосе задерживания. С другой стороны, допуская некоторую неравномерность характеристики в полосе пропускания, можно добиться более крутого перехода от полосы пропускания к полосе задерживания. Третий критерий, который может оказаться важным, описывает способность фильтра пропускать сигналы со спектром, лежащим в полосе пропускания, без искажений их формы, вызываемых фазовыми сдвигами. Можно также интересоваться временем нарастания, выбросом и временем установления.

Известны методы проектирования фильтров, пригодные для оптимизации любой из этих характеристик или их комбинаций. Действительно разумный выбор фильтра происходит не так, как описано выше; как правило, сначала задаются требуемая равномерность характеристики в полосе пропускания и необходимое затухание на некоторой частоте вне полосы пропускания и другие параметры. После этого выбирается наиболее подходящая схема с количеством полюсов, достаточным для того, чтобы удовлетворялись все эти требования. В следующих нескольких разделах будут рассмотрены три наиболее популярных типа фильтров, а именно фильтр Баттерворта (максимально плоская характеристика в полосе пропускания), фильтр Чебышева (наиболее крутой переход от полосы пропускания к полосе подавления) и фильтр Бесселя (максимально плоская характеристика времени запаздывания). Любой из этих типов фильтров можно реализовать с помощью различных схем фильтров; некоторые из них мы обсудим позже. Все они равным образом годятся для построения фильтров нижних и верхних частот и полосовых фильтров.

Фильтры Баттерворта и Чебышева. Фильтр Баттерворта обеспечивает наиболее плоскую характеристику в полосе пропускания, что достигается ценой плавности характеристики в переходной области, т. е. между полосами пропускания и задерживания. Как будет показано дальше, у него также плохая фазочастотная характеристика. Его амплитудно-частотная характеристика задается следующей формулой:

$$\dot{U}_{вых}/\dot{U}_{вх} = 1/[1 + (f/f_c)^{2n}]^{1/2},$$

где n определяет порядок фильтра (число полюсов). Увеличение числа полюсов дает возможность сделать более плоским участок характеристики в полосе пропускания и увеличить крутизну спада от полосы пропускания к полосе подавления, как это показано на рис. 5.10.

Выбирая фильтр Баттерворта, мы ради максимально плоской характеристики поступаемся всем остальным. Его характеристика идет горизонтально, начиная от нулевой частоты, перегиб ее начинается на частоте среза f_c – эта частота обычно соответствует точке −3 дБ.

В большинстве применений самым существенным обстоятельством является то, что неравномерность характеристики в полосе пропускания не должна превы-

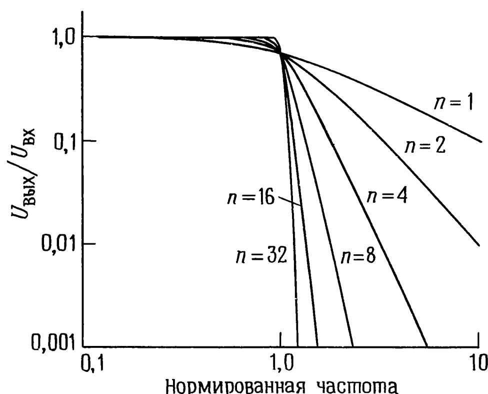


Рис. 5.10. Нормированные характеристики фильтров нижних частот Баттерворта. Обратите внимание на увеличение крутизны спада характеристики с увеличением порядка фильтра.

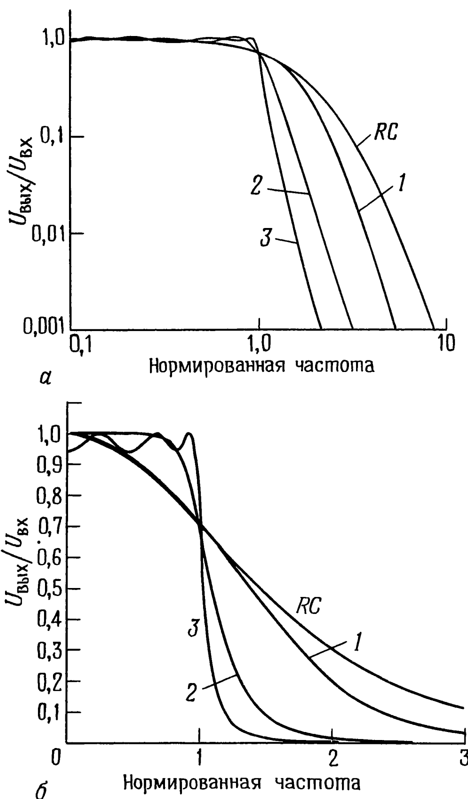


Рис. 5.11. Сравнение характеристик некоторых обычно применяемых 6-полюсных фильтров нижних частот. Характеристики одних и тех же фильтров изображены и в логарифмическом (вверху), и в линейном (внизу) масштабе. *1* – фильтр Бесселя; *2* – фильтр Баттерворта; *3* – фильтр Чебышева (пульсации 0,5 дБ).

шать некоторой определенной величины, скажем 1 дБ. Фильтр Чебышева отвечает этому требованию, при этом допускается некоторая неравномерность характеристики во всей полосе пропускания, но при этом сильно увеличивается острота ее излома. Для фильтра Чебышева задают число полюсов и неравномерность в полосе пропускания. Допуская увеличение неравномерности в полосе пропускания, получаем более острый излом. Амплитудно-частотная характеристика этого фильтра задается следующим соотношением:

$$U_{вых}/U_{вх} = 1/[1 + \varepsilon^2 C_n^2 (f/f_c)]^{1/2},$$

где C_n – полином Чебышева первого рода степени n, а ε – константа, определяющая неравномерность характеристики в полосе пропускания. Фильтр Чебышева, как и фильтр Баттерворта имеет фазочастотные характеристики, далекие от идеальных. На рис. 5.11 представлены для сравнения характеристики 6-полюсных фильтров нижних частот Чебышева и Баттерворта. Как легко заметить, и тот, и другой намного лучше 6-полюсного *RC*-фильтра.

На самом деле фильтр Баттерворта с максимально плоской характеристикой в полосе пропускания не столь привлекателен, как это может показаться, поскольку в любом случае приходится мириться с некоторой неравномерностью в полосе пропускания (для фильтра Баттерворта это будет постепенное понижение характеристики при приближении к частоте f_c, а для фильтра Чебышева – пульсации, распределенные по всей полосе пропускания). Кроме того, активные фильтры, построенные из элементов, номиналы которых имеют некоторый допуск, будут обладать характеристикой, отличающейся от расчетной, а это значит, что в действительности на характеристике фильтра Баттерворта всегда будет иметь место некоторая неравномерность в полосе пропускания. На рис. 5.12 проиллюстрировано влияние наиболее нежелательных отклонений значений емкости конденсатора и сопротивления резистора на характеристику фильтра.

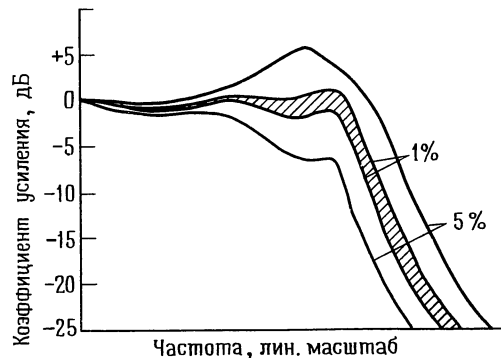


Рис. 5.12. Влияние изменений параметров элементов на характеритику активного фильтра.

В свете вышеизложенного весьма рациональной структурой является фильтр Чебышева. Иногда его называют равноволновым фильтром, так как его характеристика в области перехода имеет бо́льшую крутизну за счет того, что по полосе пропускания распределено несколько равновеликих пульсаций, число которых возрастает вместе с порядком фильтра. Даже при сравнительно малых пульсациях (порядка 0,1 дБ) фильтр Чебышева обеспечивает намного большую крутизну характеристики в переходной области, чем фильтр Баттерворта. Чтобы выразить эту разницу количественно, предположим, что требуется фильтр с неравномерностью характеристики в полосе пропускания не более 0,1 дБ и затуханием 20 дБ на частоте, отличающейся на 25% от граничной частоты полосы пропускания. Расчет показывает, что в этом случае требуется 19-полюсный фильтр Баттерворта или всего лишь 8-полюсный фильтр Чебышева.

Мысль о том, что можно мириться с пульсациями характеристики в полосе пропускания ради увеличения крутизны переходного участка, доводится до своего логического завершения в идее так называемого эллиптического фильтра (или фильтра Кауэра), в котором допускаются пульсации характеристики как в полосе пропускания, так и в полосе задерживания ради обеспечения крутизны переходного участка даже большей, чем у характеристики фильтра Чебышева. С помощью ЭВМ можно сконструировать эллиптические фильтры так же просто, как и классические фильтры Чебышева и Баттерворта.

На рис. 5.13 представлено графическое задание амплитудно-частотной характеристики фильтра. В этом случае (фильтр нижних частот) определяются допустимый диапазон коэффициента передачи фильтра (т. е. неравномерность) в полосе пропускания, минимальная частота, на которой характеристика покидает полосу пропускания, максимальная частота, где характеристика переходит в полосу задерживания, и минимальное затухание в полосе задерживания.

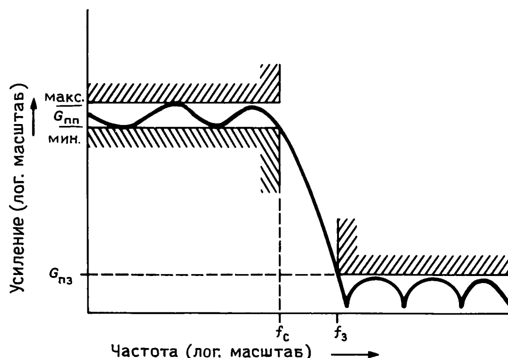


Рис. 5.13. Задание параметров частотной характеристики фильтра.

Фильтры Бесселя. Как было установлено ранее, амплитудно-частотная характеристика фильтра не дает о нем полной информации. Фильтр с плоской амплитудно-частотной характеристикой может иметь большие сдвиги фаз. В результате этого форма сигнала, спектр которого лежит в полосе пропускания, будет искажена при прохождении через фильтр. В ситуации, при которой форма сигнала имеет первостепенное значение, желательно иметь в распоряжении линейно-фазовый фильтр (фильтр с постоянным временем запаздывания). Предъявление к фильтру требования обеспечения линейного изменения сдвига фазы в зависимости от частоты эквивалентно требованию постоянства времени запаздывания для сигнала, спектр которого расположен в полосе пропускания, т. е. отсутствия искажений формы сигнала. Фильтр Бесселя (также называемый фильтром Томсона) имеет наиболее плоский участок кривой времени запаздывания в полосе пропускания, подобно тому как фильтр Баттерворта имеет наиболее плоскую амплитудно-частотную характеристику. Чтобы понять, какое улучшение во временной области дает фильтр Бесселя, посмотрите на рис. 5.14, где изображены нормированные по частоте графики времени запаздывания для 6-полюсных фильтров нижних частот Бесселя и Баттерворта. Плохая характеристика времени запаздывания фильтра Баттерворта обуславливает появление эффектов типа выброса при прохождении через фильтр импульсных сиг-

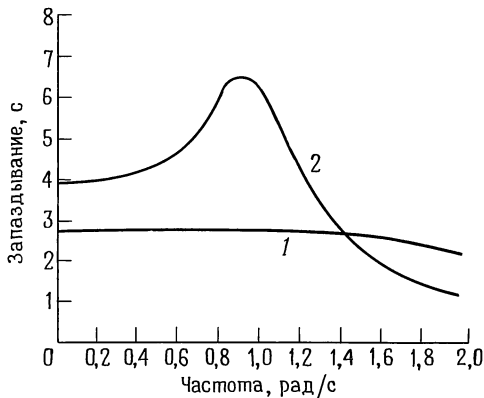


Рис. 5.14. Сравнение временны́х запаздываний для 6-полюсных фильтров нижних частот Бесселя (*1*) и Баттерворта (*2*). Фильтр Бесселя благодаря своим превосходным свойствам во временно́й области дает наименьшее искажение формы сигнала.

налов. С другой же стороны, за постоянство времен запаздывания у фильтра Бесселя приходится расплачиваться тем, что его амплитудно-частотная характеристика имеет еще более пологий переходной участок между полосами пропускания и задерживания, чем даже у характеристики фильтра Баттерворта.

Существует много различных способов проектирования фильтров, в которых делаются попытки улучшить рабочие параметры фильтра Бесселя во временно́й области, частично жертвуя постоянством времени запаздывания ради уменьшения времени нарастания и улучшения амплитудно-частотной характеристики. Фильтр Гаусса имеет почти столь же хорошие фазочастотные характеристики, как и фильтр Бесселя, но при улучшенной переходной характеристике. Другой интересный класс представляют собой фильтры, позволяющие добиться одинаковых по величине пульсаций кривой времени запаздывания в полосе пропускания (аналогично пульсациям амплитудно-частотной характеристики фильтра Чебышева) и обеспечивающие примерно одинаковое запаздывание для сигналов со спектром вплоть до полосы задерживания. Еще один подход к созданию фильтров с постоянным временем запаздывания – это применение всепропускающих фильтров, называемых иначе корректорами во временной области. Эти фильтры обладают постоянной амплитудно-частотной характеристикой,

Таблица 5.1. Сравнение характеристик фильтров нижних частот [1)]

	$f_{3\,дБ}$, Гц	Число полюсов	Время нарастания, с (от 0 до 90%)	Выброс, %	Время установления, с: до 1%	Время установления, с: до 0,1%	Начало полосы подавления, дБ $f=2f_c$	Ослабление, дБ $f=10f_c$
Фильтр Бесселя	1,0	2	0,4	0,4	0,6	1,1	10	36
(−3 дБ при	1,0	4	0,5	0,8	0,7	1,2	13	66
$f_c = 1{,}0$ Гц)	1,0	6	0,6	0,6	0,7	1,2	14	92
	1,0	8	0,7	0,3	0,8	1,2	14	114
Фильтр Баттерворта	1,0	2	0,4	4	0,8	1,7	12	40
(−3 дБ при	1,0	4	0,6	11	1,0	2,8	24	80
$f_c = 1{,}0$ Гц)	1,0	6	0,9	14	1,3	3,9	36	120
	1,0	8	1,1	16	1,6	5,1	48	160
Фильтр Чебышева,	1,39	2	0,4	11	1,1	1,6	8	37
пульсации 0,5 дБ	1,09	4	0,7	18	3,0	5,4	31	89
(−0,5 дБ при	1,04	6	1,1	21	5,9	10,4	54	141
$f_c = 1{,}0$ Гц)	1,02	8	1,4	23	8,4	16,4	76	193
Фильтр Чебышева,	1,07	2	0,4	21	1,6	2,7	15	44
пульсации 2,0 дБ	1,02	4	0,7	28	4,8	8,4	37	96
(−2,0 дБ при	1,01	6	1,1	32	8,2	16,3	60	148
$f_c = 1{,}0$ Гц)	1,01	8	1,4	34	11,6	24,8	83	200

[1)] Процедура проектирования этих фильтров изложена в разд. 5.07.

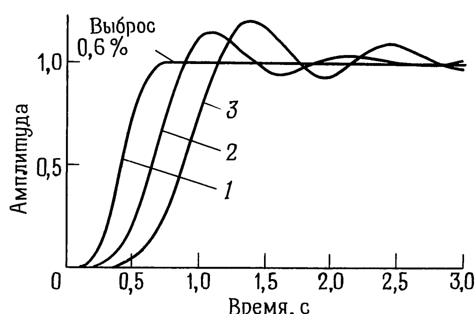


Рис. 5.15. Сравнение переходных процессов 6-полюсных фильтров нижних частот. Кривые нормированы приведением значения ослабления 3 дБ к частоте 1 Гц. *1* – фильтр Бесселя; *2* – фильтр Баттерворта; *3* – фильтр Чебышева (пульсации 0,5 дБ).

а сдвиг фазы может меняться согласно конкретным требованиям. Таким образом, их можно применять для выравнивания времени запаздывания любых фильтров, в частности фильтров Баттерворта и Чебышева.

Сравнение фильтров. Несмотря на ранее высказанные замечания о переходной характеристике фильтров Бесселя, он все же обладает очень хорошими свойствами во временной области по сравнению с фильтрами Баттерворта и Чебышева. Сам фильтр Чебышева при его весьма подходящей амплитудно-частотной характеристике имеет наихудшие параметры во временной области из всех этих трех типов фильтров. Фильтр Баттерворта дает компромисс между частотами и временными характеристиками. В табл. 5.1 и на рис. 5.15 дана информация по рабочим характеристикам этих трех типов фильтров во временной области, дополняющая приведенные ранее графики амплитудно-частотных характеристик. По этим данным можно сделать вывод, что в тех случаях, когда важны параметры фильтра во временной области, желательно применять фильтр Бесселя.

СХЕМЫ АКТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ

Известны очень хитроумные конструкции активных фильтров, каждый из которых используется для того, чтобы в качестве характеристики фильтра получить нужную функцию, как, например, функция Баттерворта, Чебышева и др. Можно спросить: зачем вообще нужно больше одной схемы активного фильтра? Причина в том, что каждая схемная реализация является наилучшей в смысле тех или иных желательных свойств, и поэтому «абсолютно лучшей» схемы активного фильтра не существует.

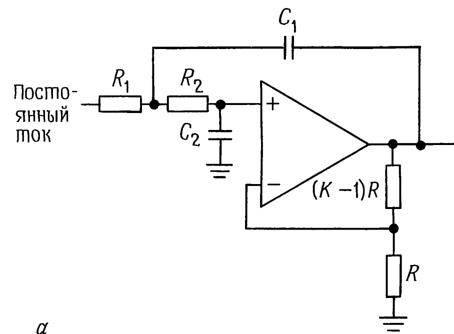
Некоторые свойства, желательные для схемы активного фильтра, таковы: а) малое число элементов, как активных, так и пассивных; б) легкость регулировки; в) малое влияние разброса параметров элементов, в особенности значений емкостей конденсаторов; г) отсутствие жестких требований к применяемому операционному усилителю, в особенности требований к скорости нарастания, ширине полосы пропускания и полному выходному сопротивлению; д) возможность создания высокодобротных фильтров; е) нечувствительность характеристик фильтра по отношению к параметрам элементов и коэффициенту усиления ОУ (в частности, произведению коэффициента усиления на ширину полосы пропускания, f_c). По многим причинам последнее свойство является одним из наиболее важных. Фильтр, который требует соблюдения высокой точности значений параметров элементов, трудно настраивать, и по мере старения элементов настройка теряется; кроме того дополнительной неприятностью является требование использовать элементы с малым допуском значений параметров. Схема фильтра на ИНУН (источник напряжения, управляемый напряжением) обязана широкой популярностью в основном своей простоте и малому числу деталей, но эта схема страдает недостатком, а именно высокой чувствительностью к изменениям значения параметров элементов. Для сравнения: недавно возникший интерес к более сложным гиратороподобным схемам вызван их нечувствительностью к малым изменениям параметров элементов.

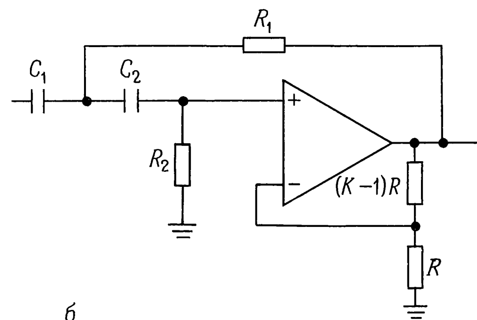
В этом разделе будет рассмотрено несколько схем для реализации фильтров нижних и верхних частот, а также полосовых фильтров. Начнем же с популярной

схемы на ИНУН, или управляемого источника, затем рассмотрим построение фильтров на основе метода переменных состояния, выпускаемых в виде интегральных схем различными фирмами-изготовителями, и наконец, упомянем о двойном Т-образном фильтре с высоким избирательным подавлением («фильтр-пробка») и о некоторых интересных новых направлениях в области реализации фильтров на переключаемых конденсаторах.

5.06. Схемы на ИНУН

Фильтр на источнике напряжения, управляемом напряжением (ИНУН), известный также просто как фильтр с управляемым источником,– это вариант фильтра Саллена и Ки, который был описан выше. В этом случае повторитель с единичным коэффициентом усиления заменен неинвертирующим усилителем с коэффициентом усиления, большим 1. На рис. 5.16 даны схемы для реализации фильтра нижних и верхних частот, а также полосового фильтра. С помощью присоединенных к выходу ОУ резисторов, образован неинвертирующий усилитель напряжения с коэффициентом усиления K, а остальные R и C по-прежнему формируют частотную характеристику фильтра. Как будет показано далее, эти двухполюсные фильтры могут быть фильтрами Баттерворта, Бесселя и др. за счет определенного подбора параметров элементов. Любое число двухполюсных секций на ИНУН может быть соединено каскадно для создания фильтров более высокого порядка. В таком соединении отдельные секции, вообще говоря, не идентичны. Действительно, каждая секция соответствует квадратичному сомножителю полинома степени n, описывающего фильтр в целом.





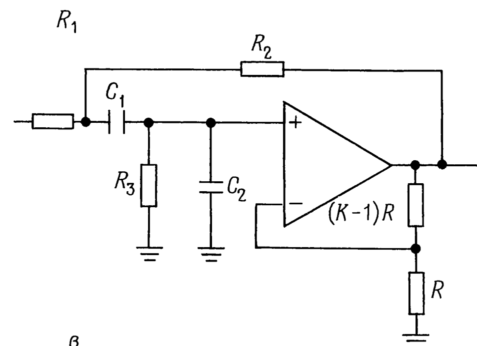


Рис. 5.16. Схемы активных фильтров на ИНУН. *а* – фильтр нижних частот; *б* – фильтр верхних частот; *в* – полосовой фильтр.

В большинстве обычных справочников по фильтрам приведены формулы и таблицы для всех стандартных характеристик фильтров, включая отдельные таблицы для фильтров Чебышева с разными амплитудами пульсаций. В следующем разделе будут представлены удобные в употреблении таблицы для проектирования фильтров на ИНУН типа Баттерворта, Бесселя и Чебышева (фильтр Чебышева с неравномерностью 0,5 и 2 дБ), используемых в качестве фильтров нижних или верхних частот. Полосовой и полосноподавляющий фильтры легко могут быть составлены из их комбинаций.

10–1614

5.07. Проектирование фильтров на ИНУН с использованием наших упрощенных таблиц

Перед тем как пользоваться табл. 5.2, надо решить, какая характеристика фильтра нам нужна. Как уже говорилось ранее, фильтр Баттерворта хорош, если нужна максимально плоская характеристика в полосе пропускания, фильтр Чебышева обеспечивает наиболее крутой спад от полосы пропускания к полосе задерживания (ценой некоторой неравномерности характеристики в полосе пропускания), а фильтр Бесселя имеет наилучшую фазочастотную характеристику, т. е. постоянное запаздывание сигнала в полосе пропускания и соответственно хорошую переходную характеристику. Амплитудно-частотные характеристики всех этих типов даны на соответствующих графиках (рис. 5.17).

Для конструирования n-полюсного фильтра (при четном n) нужно соединить каскадно $n/2$ секций на ИНУН. Рассматриваются только фильтры четного порядка, поскольку для фильтра нечетного порядка нужно столько же операционных усилителей, сколько и для фильтра на единицу большего порядка. В каждой секции $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$. Как и обычно в схемах на операционных усилителях, значение R выбирается в диапазоне от 10 до 100 кОм. (Резисторов с малым номиналом сопротивления лучше избегать, поскольку на высоких частотах возрастающее выходное полное сопротивление разомкнутого контура операционного усилителя добавляется к сопротивлению резистора, внося ошибку в расчет.) Тогда все, что вам нужно сделать – это установить коэффициент усиления каждого каскада K согласно табличным данным. Для n-полюсного фильтра потребуется $n/2$ обращений к таблице – по числу секций.

Таблица 5.2. ИНУН-фильтры нижних частот

	Фильтр Баттерворта	Фильтр Бесселя		Фильтр Чебышева (0,5 дБ)		Фильтр Чебышева (0,2 дБ)	
	K	$f_н$	K	$f_н$	K	$f_н$	K
2	1,586	1,274	1,268	1,231	1,842	0,907	2,114
4	1,152	1,432	1,084	0,597	1,582	0,471	1,924
	2,235	1,606	1,759	1,031	2,660	0,964	2,782
6	1,068	1,607	1,040	0,396	1,537	0,316	1,891
	1,586	1,692	1,364	0,768	2,448	0,730	2,648
	2,483	1,908	2,023	1,011	2,846	0,983	2,904
8	1,038	1,781	1,024	0,297	1,522	0,238	1,879
	1,337	1,835	1,213	0,599	2,379	0,572	2,605
	1,889	1,956	1,593	0,861	2,711	0,842	2,821
	2.610	2,192	2,184	1,006	2,913	0,990	2,946

Фильтры Баттерворта нижних частот. Если используется фильтр Баттерворта, то параметры всех секций имеют одинаковые значения R и C, определяемые соотношением $RC = 1/2\pi f_c$, где f_c – частота, соответствующая значению ослабления всего фильтра, равному -3 дБ. Чтобы построить, например, 6-полюсный фильтр Баттерворта нижних частот, мы соединяем каскадно три вышеописанные секции с коэффициентами усиления, равными соответственно 1,07, 1,59 и 2,48 (желательно именно в указанном порядке, во избежание возни с динамическим диапазоном) и подбором идентичных для всех секций параметров R и C устанавливаем точку, отвечающую значению -3 дБ. Описанная в разд. 8.31 схема управления телескопом представляет собой подобный пример со значением $f_c = 88{,}4$ Гц ($R = 180$ кОм, $C = 0{,}01$ мкФ).

Фильтры нижних частот Бесселя и Чебышева. Ненамного сложнее построить на ИНУН фильтр Бесселя или Чебышева. Опять-таки соединим каскадно несколько двухполюсных фильтров на ИНУН с предписанным для каждой секции коэффициентом усиления. Снова в каждой секции зададим $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$. Но теперь, в отличие от ситуации с фильтром Баттерворта, произведение RC будет для каждой секции свое и должно вычисляться с помощью нормирующего множителя f_n (его значения для каждой секции приведены в табл. 5.2) по формуле $RC = 1/2\pi f_c f_n$. Здесь через f_c обозначена точка, отвечающая значению -3 дБ, для фильтра Бесселя и граница полосы пропускания – для фильтра Чебышева, т. е. это частота, на которой амплитудно-частотная характеристика спадает ниже диапазона неравномерности при переходе к

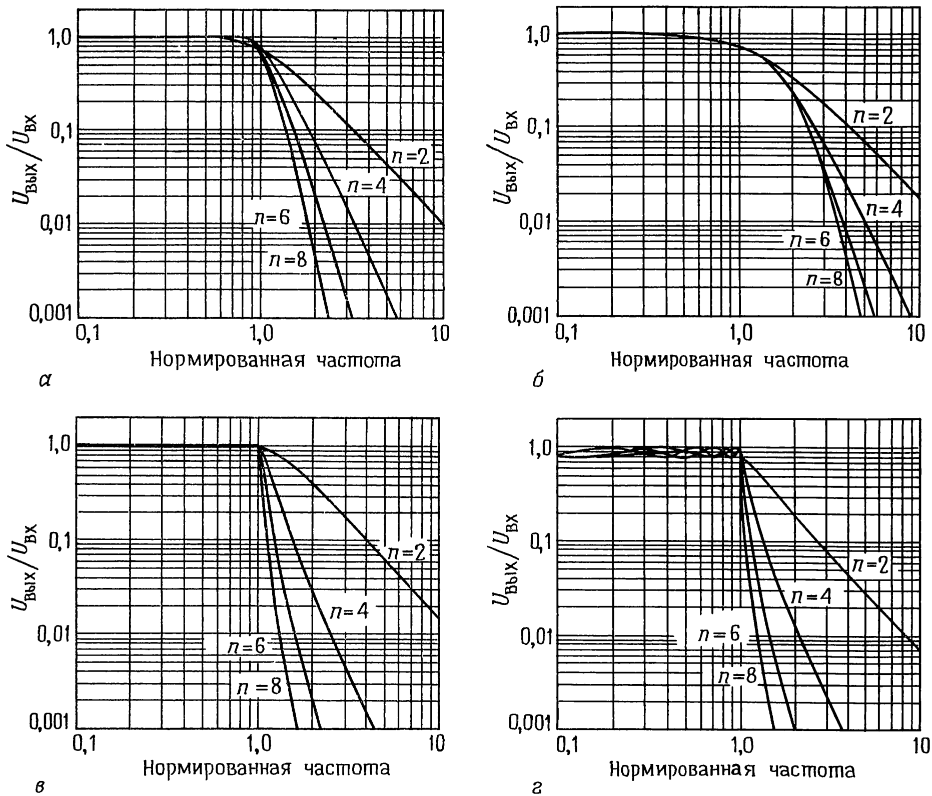


Рис. 5.17. Графики нормированных частотных характеристик 2-, 4-, 6- и 8-полюсных фильтров из табл. 5.2. Характеристики фильтров Баттерворта (*а*) и Бесселя (*б*) нормированы приведением ослабления 3 дБ к единичной частоте, а фильтры Чебышева – приведением к этой частоте ослабления 0,5 дБ (*в*) и 2 дБ (*г*) соответственно.

полосе задерживания. Например, характеристика фильтра Чебышева нижних частот с неравномерностью 0,5 дБ и $f_c =$ $= 100$ Гц будет плоской с небольшой неравномерностью от 0 до $-0{,}5$ дБ в диапазоне от 0 до 100 Гц, на частоте 100 Гц будет затухание 0,5 дБ, а дальше частоты 100 Гц – крутой спад. Значения параметров приведены в табл. 5.2 для фильтров Чебышева, имеющих неравномерность характеристики в полосе пропускания 0,5 и 2 дБ; у последнего спад к полосе задерживания несколько круче (рис. 5.17).

Фильтры верхних частот. Чтобы построить фильтр верхних частот, используем показанную ранее конфигурацию фильтра нижних частот, т. е. поменяем местами *R* и *C*. При этом для фильтра Баттерворта ничего больше не изменится (значения *R*, *C* и *K* останутся те же). Для фильтров Бесселя и Чебышева сами значения *K* останутся те же, а нормирующий множитель $f_н$ должен быть обратный, т. е. для каждой секции новое значение равно $f_н = 1/f_н$ (как указано в табл. 5.2).

Полосовой фильтр получается при каскадном соединении фильтров верхних частот и фильтров нижних частот с перекрывающимися полосами пропускания. Полосноподавляющий же фильтр можно получить с помощью схемы сложения выходных сигналов фильтров верхних частот и фильтров нижних частот с неперекрывающимися полосами пропускания. Однако такие каскадные фильтры не очень пригодны там, где нужны фильтры с высокой добротностью (полосовые фильтры с крутой переходной областью) вследствие большой чувствительности индивидуальных (непарных) фильтровых

секций к значениям параметров элементов. В таких случаях следует применять высокодобротную однокаскадную полосовую схему (т. е. описанную ранее полосовую схему на ИНУН или рассматриваемые далее биквадратные фильтры и фильтры на основе метода переменных состояния) вместо многокаскадного фильтра. Даже однокаскадный двухполюсный фильтр может иметь характеристику с крайне острым пиком. Информацию о таких конструкциях фильтров можно найти в справочниках.

В фильтрах на ИНУН используется минимальное число элементов (один операционный усилитель на два полюса характеристики), при этом они дают дополнительный выигрыш в виде неинвертирующего коэффициента усиления, низкого выходного полного сопротивления, малого разброса значений параметров, простоты регулировки коэффициента усиления и способности работать при большом коэффициенте усиления или высокой добротности. Их недостаток – высокая чувствительность к изменениям параметров элементов и коэффициента передачи усилителя, кроме того, они не годятся для построения перестраиваемых фильтров с устойчивой характеристикой.

Упражнение 5.3. Спроектируйте на ИНУН 6-полюсный фильтр Чебышева нижних частот с неравномерностью в полосе пропускания 0,5 дБ и частотой среза $f_c = 100$ Гц. Какое ослабление будет на частоте, равной $1{,}5\ f_c$?

5.08. Фильтры, построенные на основе метода переменных состояния

Изображенный на рис. 5.18 двухполюсный фильтр куда более сложен по сравнению с фильтрами на ИНУН, но он широко применяется благодаря повышенной устойчивости и легкости регулировки. Он называется фильтром на основе метода переменных состояния. Этот фильтр выпускается в виде интегральной схемы фирмами National (AF100 и AF150), Burr-Brown (серия UAF) и другими. Поскольку этот фильтр является готовым модулем, то все элементы у него встроенные, за исключением резисторов R_G, R_Q и двух R_F. Среди прочих достоинств этой схемы существенна возможность путем коммутации выходов получать из одной схемы фильтры верхних и нижних частот, а также полосовой фильтр. Кроме того, частоту фильтра можно регулировать при неизменном значении добротности Q (или неизменной полосе пропускания – по выбору) характеристики в полосе пропускания. Как при работе с фильтрами на ИНУН, несколько секций могут быть соединены каскадно для создания фильтров более высоких порядков.

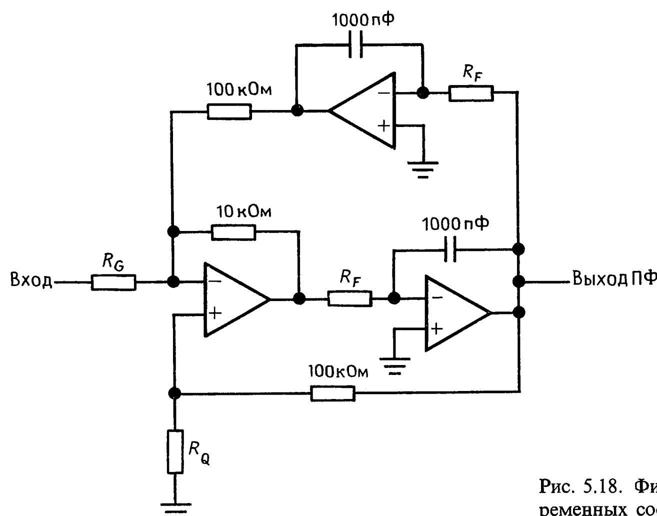


Рис. 5.18. Фильтр, построенный на основе метода переменных состояния.

Изготовители этих интегральных схем предлагают для пользователей подробные расчетные формулы и таблицы. Они дают рекомендации по выбору номиналов сопротивлений внешних резисторов для получения фильтров Баттерворта, Бесселя и Чебышева разных порядков; при этом можно получать фильтры с характеристиками верхних, нижних частот или полосовые и полосноподавляющие. Привлекательной особенностью этих гибридных схем является то, что в модуль встроены конденсаторы; так что остается добавить только внешние резисторы.

Полосовые фильтры. Несмотря на большое число схемных элементов, фильтр, построенный на основе метода переменных состояния, представляется наиболее удачной схемой для реализации (высокодобротных) полосовых фильтров. Он обладает низкой поэлементной чувствительностью, не предъявляет высоких требований к ширине полосы пропускания ОУ, а также прост в настройке. Например, в представленной на рис. 5.18 схеме, используемой в качестве полосового фильтра, с помощью двух резисторов R_F устанавливается центральная частота полосы пропускания, в то время как резисторы R_Q и R_G совместно определяют добротность Q и коэффициент усиления в полосе пропускания

$$R_F = 5{,}03 \times 10^7/f_0 \text{ Ом},$$
$$R_Q = 10^5/(3{,}48Q + G - 1) \text{ Ом},$$
$$R_G = 3{,}16 \times 10^4 Q/G \text{ Ом}.$$

Следовательно, можно сделать настраиваемый по частоте фильтр с фиксированной добротностью Q при использовании в качестве резистора R_F двухсекционного переменного резистора (потенциометра). С другой стороны, переменным можно сделать резистор R_Q, при этом получается фильтр с фиксированной частотой и изменяемой добротностью Q (и, к сожалению, с переменным коэффициентом передачи).

Упражнение 5.4. Необходимо рассчитать номиналы резисторов показанной на рис. 5.18 схемы, используемой в качестве полосового фильтра с $f_0 = 1$ кГц, $Q = 50$ и $G = 10$.

На рис. 5.19 изображена полезная модификация полосового фильтра на основе метода переменных состояния. Недостатком является использование в ней четырех ОУ, достоинство же заключается в возможности регулировать ширину полосы пропускания (т. е. добротность Q) без изменения коэффициента усиления в полосе. Действительно, как добротность Q, так и коэффициент усиления устанавливаются единственным резистором. Добротность Q, коэффициент усиления и центральная частота полосы пропускания полностью независимы и задаются следующими простыми соотношениями:

$$f_0 = 1/2\pi R_F C, \quad Q = R_1/R_Q, \quad G = R_1/R_G,$$

$R \approx 10$ кОм (значение некритично, подгоняемое).

Биквадратные фильтры. Наиболее близко к фильтру на основе метода переменных состояния примыкает изображенный на рис. 5.20 так называемый биквадратный фильтр. В этой схеме также используются три ОУ и ее можно сконст-

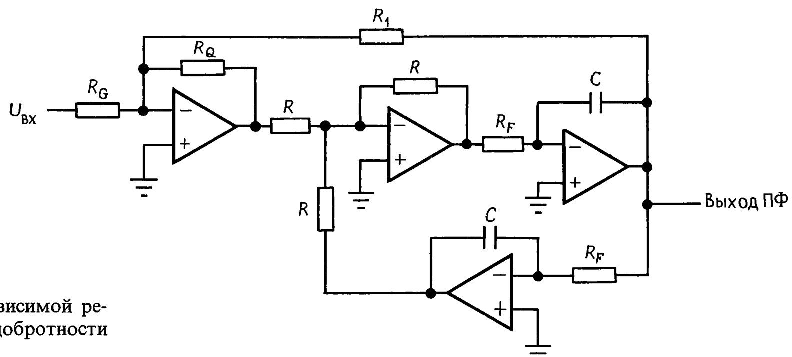


Рис. 5.19. Фильтр с независимой регулировкой усиления и добротности Q.

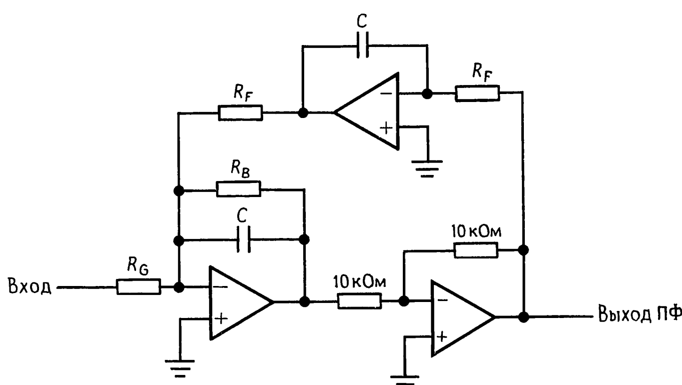


Рис. 5.20. Биквадратный активный фильтр.

руировать с помощью упомянутой ранее ИС на основе метода переменных состояния. Замечательным свойством такого фильтра является возможность регулировки его частоты (с помощью R_F) при сохранении постоянности *ширины* полосы пропускания (это предпочтительнее, чем сохранение неизменности добротности Q). Далее предлагаются расчетные уравнения:

$$f_0 = 1/2\pi R_F C, \quad \mathrm{BW} = 1/2\pi R_B C,$$
$$G = R_B/R_G.$$

Сама добротность Q определяется как f_0/BW и равна R_B/R_F. При изменении значения центральной частоты (с помощью R_F) пропорционально изменяется и добротность Q, при этом сохраняется неизменной ширина полосы пропускания Qf_0.

Когда вы проектируете биквадратный фильтр вчерновую (правильнее использовать ИС активного фильтра, которая уже содержит большинство необходимых элементов), то основная методика определяется следующим образом:

1. Выберем ОУ с шириной полосы пропускания f_c, которая по крайней мере в 10–20 раз превышает Gf_0.
2. Подберем округленный номинал конденсатора, ближайший к следующему значению $C = 10/f_0$ мкФ.
3. Используем требуемое значение центральной частоты для расчета значения сопротивления R_F согласно приведенному выше первому уравнению.
4. Используем второе расчетное уравнение для вычисления по заданному значению ширины полосы пропускания номинала сопротивления R_G.
5. Исходя из требуемого коэффициента передачи на центральной частоте полосы пропускания и согласно третьему расчетному уравнению получаем значение сопротивления R_G.

Если расчетные значения сопротивлений получаются слишком велики или слишком малы, что неудобно в некоторых случаях, то можно подобрать другой номинал конденсатора. Например, в высокодобротном фильтре потребуется использовать увеличенное значение конденсатора C, отчасти с тем чтобы предотвратить существенное увеличение значение сопротивления R_B (или можно использовать описанную в разд. 4.19 Т-образную цепь). Следует отметить, что каждое из сопротивлений R_F, R_B и R_G является нагрузкой для ОУ и, следовательно, их значение не должно становиться меньше, скажем, 5 кОм. Манипулируя номиналами элементов схемы, можно найти их значения, так чтобы просто удовлетворялось требование 1 путем уменьшения коэффициента передачи интегратора (увеличение значения R_F) при соответствующем увеличении коэффициента передачи инвертирующего каскада (увеличение значения резистора обратной связи, которое в исходной схеме составляет 10 кОм).

Для иллюстрации предположим, что желательно спроектировать фильтр с теми же характеристиками, как в последнем упражнении. Мы должны начать с того, что временно зададим $C = 0{,}01$ мкФ. Затем

найдем $R_F = 15{,}9$ кОм ($f_0 = 1$ кГц) и $R_B =$ $= 796$ кОм ($Q = 50$; BW = 20 Гц). Наконец, $R_G = 79{,}6$ кОм ($G = 10$).

Упражнение 5.5. Необходимо спроектировать полосовой фильтр со следующими параметрами: $f_0 =$ $= 60$ Гц, BW = 1 Гц и $G = 100$.

Полосовые фильтры высокого порядка. Как и для рассмотренных ранее фильтров нижних и верхних частот имеется возможность проектировать полосовые фильтры более высоких порядков с приблизительно плоской полосой пропускания и крутым переходом к полосе задерживания.

Это можно сделать с помощью каскадного соединения нескольких полосовых фильтров более низкого порядка, комбинируя их таким образом, чтобы обеспечить характеристику фильтра требуемого вида (Баттерворта, Чебышева и любые другие). Как и раньше фильтр Баттерворта имеет «максимально плоскую» характеристику, в то время как фильтр Чебышева удовлетворяет требованиям плоской характеристики в полосе пропускания при крутых скатах (переходной области). Только что рассмотренные полосовые схемы, такие как фильтры на ИНУН, биквадратные фильтры и фильтры на основе метода переменных состояния, являются фильтрами второго порядка (два полюса). Увеличение крутизны характеристики фильтра путем добавления дополнительных секций приводит, как правило, к ухудшению переходной и фазочастотной характеристик. Сама «ширина полосы пропускания» полосового фильтра определяется как ширина характеристики между точками -3 дБ, кроме, естественно, равноволновых фильтров, для которых эта ширина определяется точками, где характеристика спадает на величину пульсации в полосе пропускания.

В справочниках по активным фильтрам или в технических руководствах по применению ИС активных фильтров приводятся таблицы и методики проектирования таких сложных фильтров. Существует также несколько прекрасных программ по расчету фильтров, которые предназначены для недорогих машин (IBM PC, Macintosh).

5.09. Двойной Т-образный фильтр-пробка

Изображенная на рис. 5.21 пассивная *RC*-цепь имеет бесконечное затухание на частоте, равной $f_c = 1/2\pi RC$. Такое бесконечное ослабление для *RC*-фильтров, вообще говоря, не характерно – данный фильтр действует столь эффективно благодаря сложению двух сигналов, которые на частоте среза имеют разность фаз в 180°. Получение достаточно близкого к нулю значения характеристики на частоте f_c требует хорошего согласования элементов. Этот фильтр называется двойным Т-образным и может употребляться для устранения сигнала помехи, например сетевой наводки 60 Гц. Трудность состоит в том, что характеристика этой цепи такая же «мягкая», как и у всех пассивных *RC*-цепей, и лишь в окрестности частоты f_c обрывается почти отвесно. Например, двойная Т-образная цепь, управляемая идеальным источником напряжения, имеет затухание 10 дБ на частоте, равной удвоенной (или половинной) частоте f_c, и ослабление 3 дБ на частоте, равной учетверенной (или деленной на четыре) частоте f_c. Один из способов улучшить характеристику этой цепи – сделать ее «активной» – по типу фильтра Саллена и Ки (рис. 5.22). Эта идея кажется в принципе хорошей, но на практике разочаровывает из-за невозможности сохранения хорошего затухания на частоте нуля. Дело в том, что при увеличении резкости провала характеристики (большее усиление в петле следящей связи) ослабление на частоте нуля уменьшается.

Двойные Т-образные фильтры выпускаются в виде готовых модулей на диапазон

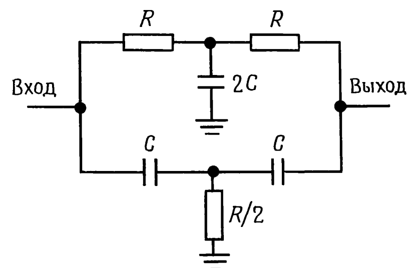


Рис. 5.21. Пассивный двойной *T*-образный фильтр-пробка.

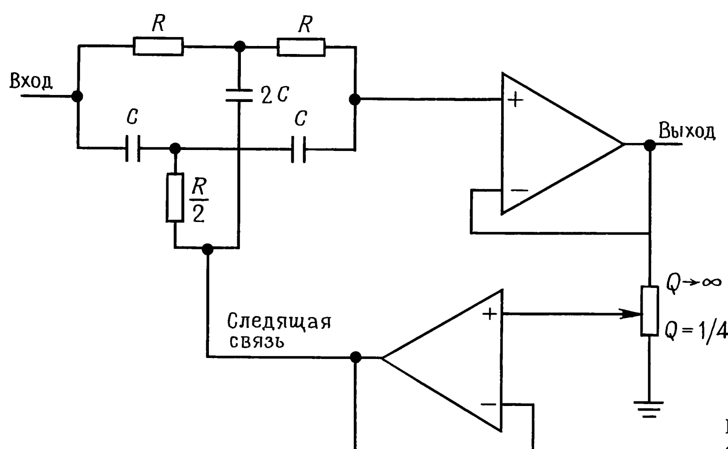


Рис. 5.22. *T*-образный фильтр со следящей связью.

частот от 1 Гц до 50 кГц с глубиной ослабления на частоте провала около 60 дБ (с некоторым ухудшением при высоких и низких температурах). Такие фильтры легко собрать из отдельных элементов, но для получения глубокого и стабильного провала следует выбирать конденсаторы и резисторы со стабильными параметрами и низкой температурной зависимостью. Один из элементов должен быть регулируемым.

Двойной Т-образный фильтр функционирует прекрасно при фиксированной частоте провала, но основные трудности возникают при попытке сделать его перестраиваемым, поскольку три резистора необходимо изменять одновременно, сохраняя постоянным их соотношение. Однако замечательная своей простотой изображенная на рис. 5.23, *а* *RC*-схема, которая ведет себя аналогично двойной Т-образной схеме, может перестраиваться в широком диапазоне частот (по крайней мере две октавы) с помощью единственного потенциометра. Подобно двойному Т-образному фильтру (как и большинство активных фильтров), для него требуется провести определенное согласование элементов; в этом случае номиналы всех трех конденсаторов должны быть идентичны, а значение фиксированного резистора должно точно в шесть раз превышать значение нижнего (регулируемого) резистора. Сама частота подавления определяется следующим образом:

$$f_{\text{провала}} = 1/2\pi C\sqrt{3R_1R_2}.$$

На рис. 5.23, *б* показана реализация этого фильтра, которая перестраивается в диапазоне от 25 до 100 Гц. Подстроечный резистор с номиналом 50 кОм позволяет установить максимальную глубину провала.

Как и в случае пассивной двойной Т-образной схемы, этот фильтр (известный как *мостовой дифференциатор*) имеет пологое нарастание затухания за пределами точки провала и бесконечное затухание (при условии идеального согласования значений всех элементов) на самой частоте провала. Его также можно «активировать» с помощью подачи на отвод потенциометра следящей связи с усилителя напряжения, как правило, с коэффициентом передачи меньше единицы (как на рис. 5.22). Увеличение коэффициента передачи в петле следящей связи, а именно его приближение к единице, сужает ширину провала, а также приводит к появлению нежелательного пика характеристики со стороны более высоких частот относительно провала, наряду со снижением обеспечиваемого затухания.

5.10. Построение фильтров на гираторах

Интересный тип активного фильтра можно создать с помощью гираторов; в ос-

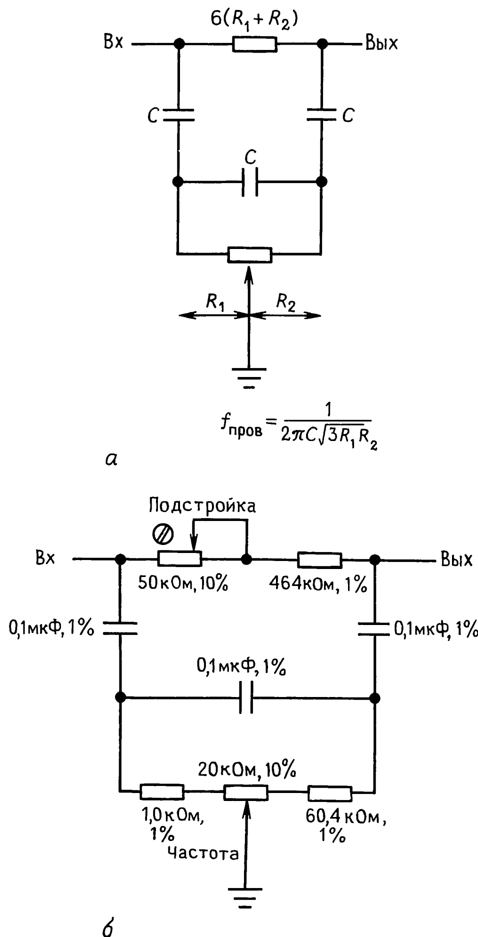


Рис. 5.23. Регулируемый фильтр-пробка на основе мостового дифференцирующего звена. Допускается настройка схемы *б* в диапазоне от 25 до 100 Гц.

новном они используются для замены катушек индуктивности в традиционных конструкциях фильтров. Распространенная гираторная схема показана на рис. 5.24. Обычно Z_4 – конденсатор, а остальные полные сопротивления заменяют резисторами, имитируя, таким образом, катушку индуктивности $L = kC$, где $k = R_1R_3R_5/R_2$. Можно показать, что эта гираторная схема мало чувствительна к отклонениям параметров, как и ее пассивный RLC-прототип.

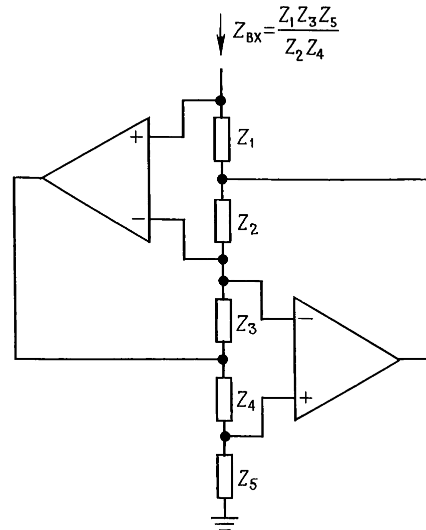
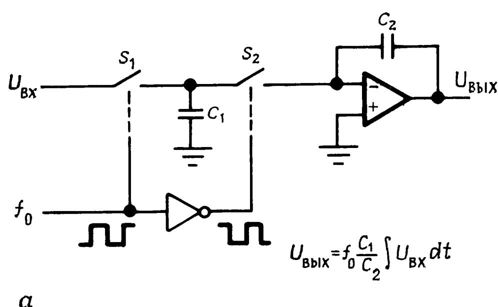


Рис. 5.24. Гиратор.

5.11. Фильтры на переключаемых конденсаторах

Один из недостатков биквадратных фильтров или фильтров, построенных на основе метода переменных состояния, связан с необходимостью обеспечения точного согласования конденсаторов. Если при построении схемы используются операционные усилители, то вам следует запастись парой стабильных конденсаторов (не керамических и не электролитических); для обеспечения оптимальных рабочих характеристик точность их согласования порядка 2%. Необходимо также провести многочисленные коммутации, поскольку эти схемы содержат по крайней мере три ОУ и шесть резисторов на каждую двухполюсную секцию фильтра. С другой же стороны, можно купить фильтр в виде ИС, предоставляя право изготовителям самим решать проблему согласования конденсаторов с номиналом 1000 пФ в своей ИС. И, надо сказать, что изготовители ИС успешно решают эти проблемы, но за счет увеличения их стоимости. Например, ИС AF100 – «универсальный активный фильтр» производства фирмы National представляет собой гибридную ИС с ценой приблизительно 10 долларов за штуку.



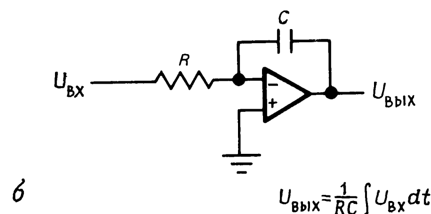


Рис. 5.25. *а* – интегратор на переключаемых конденсаторах; *б* – схема обычного интегратора.

Известен и другой способ построения интеграторов, которые составляют основу биквадратных фильтров и фильтров на основе метода переменных состояния. Главная идея заключается в использовании аналоговых МОП-ключей, синхронизированных внешним сигналом прямоугольной формы и высокой частоты (как правило, в 100 раз выше, чем у обрабатываемых аналоговых сигналов), как это показано на рис. 5.25. На этом рисунке необычный треугольный объект представляет собой цифровой *инвертор*, который переворачивает прямоугольное колебание «вверх ногами», так что два МОП-ключа замыкаются на противоположных полуволнах этого прямоугольного колебания. Анализ такой схемы весьма прост. При замыкании ключа S_1 происходит заряд конденсатора C_1 до напряжения $U_{вх}$, т. е. он сохраняет заряд $C_1U_{вх}$; на другой же половине рабочего цикла конденсатор C_1 разряжается через виртуальную землю, передавая свой заряд конденсатору C_2. Само же напряжение на конденсаторе C_2 изменяется, следовательно, на величину $\Delta U = \Delta Q/C_2 = U_{вх}C_1/C_2$. Следует отметить, что выходное напряжение *меняется* в течение каждого цикла высокочастотного прямоугольного колебания пропорционально напряжению $U_{вх}$ (изменение которого за один период прямоугольного колебания предполагается весьма незначительным), т. е. эта схема представляет собой интегратор! Легко показать, что функционирование этих интеграторов описывается приведенными на рисунке уравнениями.

Упражнение 5.6. Получить представленные на рис. 5.25 уравнения.

Применение переключаемых конденсаторов вместо обычных интеграторов дает два существенных преимущества. Первое, как было указано ранее, он может быть менее дорогим при реализации на кремниевой подложке, так как коэффициент передачи самого интегратора зависит только от отношения двух конденсаторов, а не их индивидуальных значений. Вообще говоря, достаточно просто на кремниевой подложке создать пару любых согласованных элементов, в то время как получение подобных элементов (резистора или конденсатора) с точными значениями и высокой стабильностью весьма затруднительно. Вследствие этого монолитная ИС фильтра на переключаемых конденсаторах очень дешевая, например, универсальный фильтр на переключаемых конденсаторах фирмы National (MF10) стоит 2 долл. (сравните с ценой в 10 долл. обычного фильтра AF100) и, кроме того, в одном корпусе вы получаете сразу два фильтра!

Второе преимущество фильтров на переключаемых конденсаторах состоит в возможности настройки их частоты (т. е. центральной частоты полосового фильтра или точки −3 дБ фильтра нижних частот) изменением только частоты входного прямоугольного колебания («тактовой частоты»). Это объясняется тем, что характеристическая частота биквадратного фильтра или фильтра на основе переменных состояния пропорциональна и зависит только от коэффициента передачи интегратора.

Фильтры на переключаемых конденсаторах выпускаются как в виде специали-

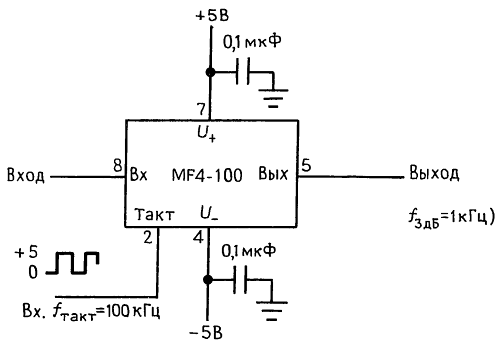


Рис. 5.26.

зированной, так и «универсальной» структуры. Первая структура со встроенными компонентами формирует полосовые фильтры или фильтры нижних частот, в то время как вторая имеет дополнительные промежуточные входы и выходы, так что при подключении к ней внешних элементов можно получить любую желаемую характеристику. При этом платой за такую универсальность является увеличение размера корпуса ИС и необходимость в подключении внешних резисторов. Например, автономный фильтр Баттерворта нижних частот MF4 фирмы National выпускается в 8-выводном DIP-корпусе и стоит 1,3 долл., в то время как их универсальный фильтр MF5 выпускается в 14-выводном DIP-корпусе (цена 1,45 долл.), при этом в зависимости от выбора типа фильтра требуется 2 или 3 внешних резистора. На рис. 5.26 показано с какой легкостью можно использовать эти специализированные фильтры.

Теперь о неприятном. Фильтры на переключаемых конденсаторах имеют три «раздражающие» характеристики, которые связаны и обусловлены присутствием периодического тактового сигнала. Первое, это *сквозное прохождение сигнала тактовой частоты*, а именно наличие некоторого выходного сигнала (с напряжением приблизительно от 10 до 25 мВ) с частотой тактового колебания, напряжение которого не зависит от прикладываемого входного сигнала. Обычно это не имеет значения, поскольку этот сигнал значительно удален от полосы, занимаемой обрабатываемым сигналом. Если же такое сквозное прохождение тактового сигнала нежелательно, то для его подавления обычно используется простой *RC*-фильтр. Вторая проблема более тонкого свойства. Если во входном сигнале присутствуют спектральные компоненты, расположенные вблизи частоты тактового колебания, то они будут «накладываться» на полосу пропускания. Сформулируем это более корректно, а именно: любые спектральные компоненты входного сигнала, которые отстоят по частоте от тактового сигнала на величину, соответствующую частотам полосы пропускания, будут присутствовать (неподавленными!) в полосе пропускания. Например, при использовании ИС MF4 в качестве фильтра нижних частот с частотой среза 1 кГц (т. е. при этом $f_{такт}$ = 100 кГц) все спектральные компоненты входного сигнала в диапазоне от 99 до 101 кГц выделятся в полосе выходного сигнала, т. е. в диапазоне от постоянного тока до частоты 1 кГц. И никакой дополнительный выходной фильтр не сможет их ликвидировать! Таким образом следует твердо уяснить, что во входном сигнале не должно быть спектральных составляющих вблизи частоты тактового колебания. Если же этого невозможно избежать, то можно как обычно использовать простой *RC*-фильтр (предфильтр), поскольку частота тактового сигнала отстоит, как правило, довольно далеко от полосы пропускания. Третье нежелательное свойство, присущее фильтрам на переключаемых конденсаторах, связано с типичным снижением динамического диапазона сигнала (возрастание уровня «шума»), вследствие неполного гашения инжекции заряда МОП-ключа (см. разд. 3.12). В типовой ИС фильтра динамический диапазон составляет 80–90 дБ.

Как и для любой линейной схемы фильтрам на переключаемых конденсаторах (и их аналогам на трех ОУ) присущи характерные ошибки усилительных схем, а именно выходное напряжение смещения и низкочастотный шум с характеристикой вида $1/f$. Это может стать проблемой, если, например, нежелательно при подаче на фильтр нижних частот сигнала низкого

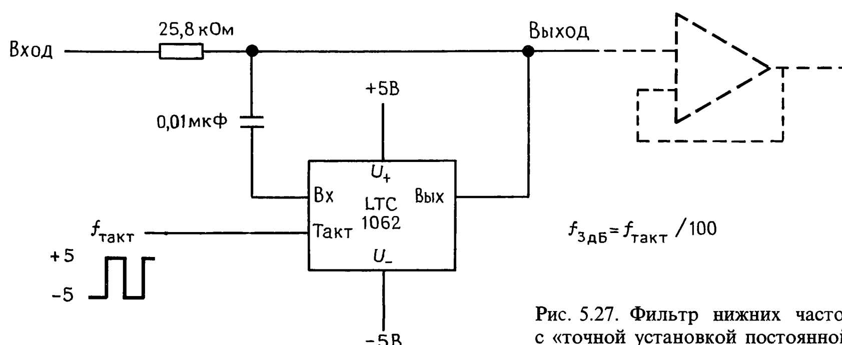


Рис. 5.27. Фильтр нижних частот на ИС LTC1062 с «точной установкой постоянной составляющей».

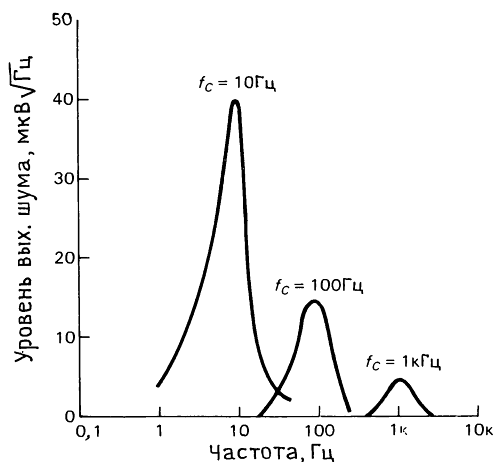


Рис. 5.28.

уровня получать ошибки в виде колебания среднего значения его постоянной составляющей. Прекрасное решение предложили умные головы фирмы Linear Technology, которые придумали – ИС LTC1062 – «фильтр нижних частот с точным значением постоянной составляющей» (или MAX280 с улучшенным напряжением смещения). На рис. 5.27 показан способ ее включения. Основная идея состоит в том, чтобы вывести фильтр из пути прохождения постоянной составляющей, пропуская низкочастотные компоненты сигнала на выход через пассивную цепь; сам же фильтр захватывает только более высокочастотные компоненты сигнала, где он заваливает характеристику, шунтируя сигнал на землю. В результате этого ошибка в постоянной составляющей равна нулю, а характерный для переключаемых конденсаторов шум присутствует только в непосредственной близости от частоты среза (рис. 5.28).

Фильтры на переключаемых конденсаторах широко предлагают такие фирмы-изготовители как AMI-Gould, Exar, National и EGG-Reticon. Как правило, можно располагать частоту среза фильтра (или центр полосы пропускания) в любом месте диапазона частот от постоянного тока до нескольких десятков килогерц с помощью выбора определенного значения тактовой частоты. Сама характеристическая частота получается путем деления значения тактовой частоты на фиксированное число, обычно $f_{такт}/50$ или $f_{такт}/100$. Большинство ИС на переключаемых конденсаторах предназначено для построения фильтров нижних частот, полосовых или режекторных (полоснозаграждающих), хотя некоторые из них (например, AMI 3529) спроектированы как фильтры верхних частот. Следует отметить, что сквозное прохождение тактового сигнала и эффект дискретизации формы выходного сигнала (на частоте тактового колебания) являются особенно надоедливыми в последнем случае, поскольку они попадают в полосу пропускания.

ГЕНЕРАТОРЫ

5.12. Введение

Неотъемлемой частью почти любого электронного устройства является генератор гармонических или каких-либо других колебаний. Кроме очевидных случаев автономных генераторов (а именно генераторы синусоидальных сигналов, генераторы каких-либо функций, импульсные гене-

раторы) источник регулярных колебаний необходим в любом периодически действующем измерительном приборе, в устройствах, инициирующих измерения или технологические процессы, и вообще в любом приборе, работа которого связана с периодическими состояниями или периодическими колебаниями. Они присутствуют практически везде. Так, например, генераторы колебаний специальной формы используются в цифровых мультиметрах, осциллографах, радиоприемниках, ЭВМ, в любом периферийном устройстве ЭВМ (накопители на магнитной ленте или магнитных дисках, устройство печати, алфавитно-цифровой терминал), почти в любом цифровом приборе (счетчики, таймеры, калькуляторы и любые приборы с «многократным отображением») и во множестве других устройств, слишком многочисленных, чтобы их здесь перечислять. Устройство без генератора либо вообще ни на что не способно, либо предназначено для подключения к другому (которое скорее всего содержит генератор). Не будет преувеличением сказать, что генераторы являются таким же необходимым устройством в электронике, как регулируемый источник питания постоянного тока.

В зависимости от конкретного применения генератор может использоваться просто как источник регулярных импульсов («часы» в цифровой системе); от него может потребоваться стабильность и точность (например, опорный интервал времени в частотомере), регулируемость (гетеродин передатчика или приемника) или способность генерировать колебания в точности заданной формы (как например, генератор горизонтальной развертки осциллографа).

В следующих разделах мы кратко рассмотрим наиболее популярные конструкции генераторов – от простых релаксационных *RC*-генераторов до высокостабильных кварцевых генераторов. Мы не ставим своей целью дать полный обзор с исчерпывающими деталями, а хотим просто ознакомить вас с предметом, а также рассказать, какие генераторы и когда применяются.

5.13. Релаксационные генераторы

Очень простой генератор можно получить следующим образом: будем заряжать конденсатор через резистор (или источник тока), а затем, когда напряжение достигнет некоторого порогового значения, быстро его разрядим и начнем цикл сначала. С другой стороны, это можно сделать с помощью внешней цепи, обеспечивающей изменения полярности тока заряда при достижении некоторого порогового напряжения; следовательно, будут генерироваться колебания треугольной формы, а не пилообразные. Генераторы, построенные на этом принципе, известны под названием «релаксационные генераторы». Они просты и недороги и при умелом проектировании могут обеспечивать удовлетворительную стабильность по частоте.

Раньше для создания релаксационных генераторов применялись устройства с отрицательным сопротивлением, такие, как однопереходные транзисторы или неоновые лампы, теперь предпочитают ОУ или

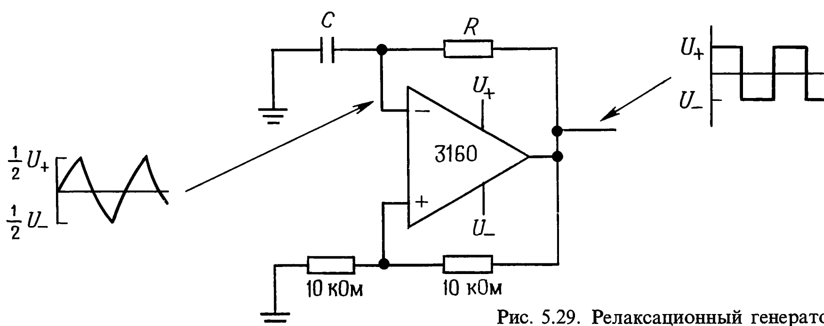


Рис. 5.29. Релаксационный генератор на базе ОУ.

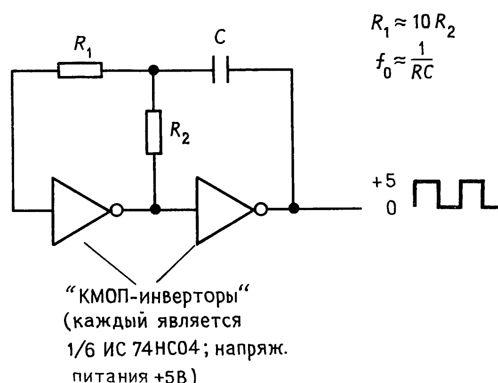


Рис. 5.30.

специальные интегральные схемы таймеров. На рис. 5.29 показан классический релаксационный *RC*-генератор. Работает он просто: допустим, что при начальном включении питания выходной сигнал ОУ выходит на положительное насыщение (каким образом это произойдет – неважно). Конденсатор начинает заряжаться до напряжения U_+ с постоянной времени, равной *RC*. Когда напряжение на конденсаторе достигнет половины напряжения источника питания, ОУ переключается в состояние отрицательного насыщения (он включен как триггер Шмитта) и конденсатор начинает разряжаться до U_- с той же самой постоянной времени. Этот цикл повторяется бесконечно, с периодом 2,2 *RC*, который не зависит от напряжения источника питания. Выберем ОУ с КМОП выходным каскадом (см. разд. 4.11 и 4.12), поскольку насыщение его выходных сигналов происходит точно на уровне напряжения питания. Биполярный ОУ типа LM10 также имеет максимальный удвоенный перепад выходного напряжения, но в отличие от КМОП, ОУ позволяет функционировать при полном напряжении ±15 В; однако он имеет гораздо более низкую частоту f_c (0,1 МГц).

Упражнение 5.7. Покажите, что этот период указан верно.

Применяя для заряда конденсатора источники тока, можно получить колебания хорошей треугольной формы. Пример удачной схемы, использующей этот метод, приведен в разд. 4.29.

Иногда необходим генератор с очень низким уровнем шума (так называемый «низкий внеполосный шум»). В этом отношении хороша простая схема, показанная на рис. 5.30. В ней используется пара КМОП-инверторов (в виде цифровых логических схем, которые будут подробно рассматриваться в гл. 8–11), соединение которых между собой образует некоторую разновидность *RC* релаксационного генератора с выходным сигналом в виде прямоугольного колебания. Реальные измерения, приведенные для этой схемы, работающей на частоте 100 кГц, показали, что плотность мощности шума в ближайшей боковой полосе (мощность на корень квадратный из герц, измеренная на 100 Гц смещения от генерируемой частоты), ниже по крайней мере на 85 дБ уровня основного колебания. Иногда встре-

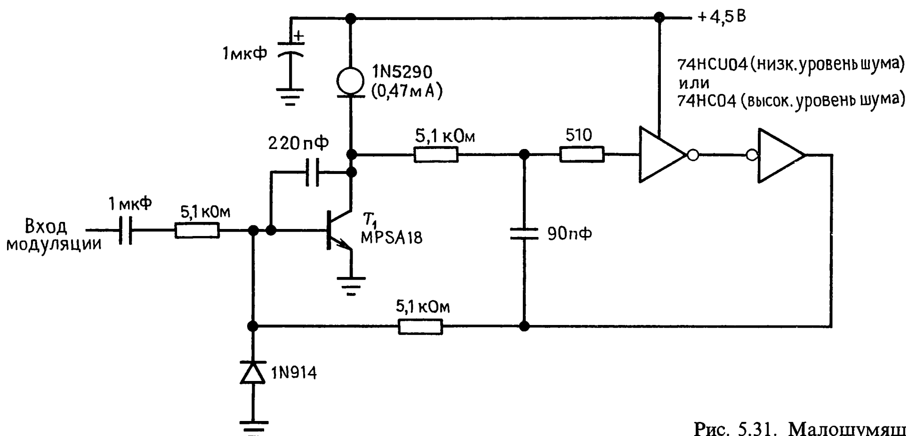


Рис. 5.31. Малошумящий генератор.

чается аналогичная схема, но при перемене местами элементов R_2 и C. Хотя это и превосходный генератор, но он имеет крайне зашумленный выходной сигнал.

Представленная на рис. 5.31 схема имеет даже более низкий уровень шума и, кроме того, имеется возможность модулировать выходную частоту с помощью внешнего тока, прикладываемого к базе транзистора T_1. В этой схеме транзистор T_1 функционирует как интегратор, вырабатывая на своем коллекторе сигнал асимметричной треугольной формы. Сами же инверторы работают в качестве неинвертирующего компаратора, изменяя полярность возбуждения на базе каждые полпериода. Эта схема имеет плотность шума -90 дБ/$\sqrt{\text{Гц}}$, измеренную на частоте 100 Гц смещения от несущего колебания 150 кГц, и -100 дБ/$\sqrt{\text{Гц}}$, измеренную при смещении 300 Гц. Хотя эти схемы превосходны в отношении уровня бокового шума, генерируемая частота имеет большую чувствительность к колебаниям напряжения источника питания, чем другие рассмотренные в этой главе генераторы.

5.14. Классическая ИС таймера – 555

Следующий уровень сложности предполагает использование в качестве релаксационных генераторов ИС таймеров или ИС генераторов колебаний специальной формы. Наиболее популярная ИС таймера – это схема 555 (и ее разновидности). Работа этой ИС часто толкуется неверно, поэтому мы дадим анализ ее работы прямо по изображенной на рис. 5.32 эквивалентной схеме. Некоторые обозначения на ней относятся к области цифровой техники (гл. 8 и следующие), поэтому вы пока еще не станете экспертом по ИС 555. Но принцип действия этого таймера достаточно прост. При подаче сигнала на вход ТРИГГЕР выходной сигнал переключается на ВЫСОКИЙ уровень (около $U_{\text{КК}}$) и остается в этом состоянии до тех пор,

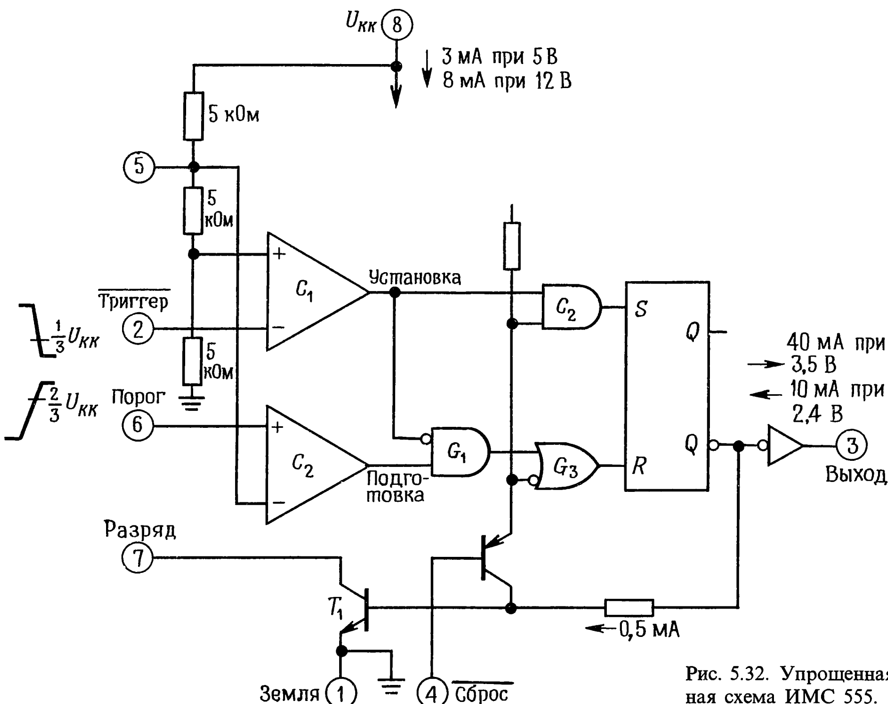


Рис. 5.32. Упрощенная эквивалентная схема ИМС 555.

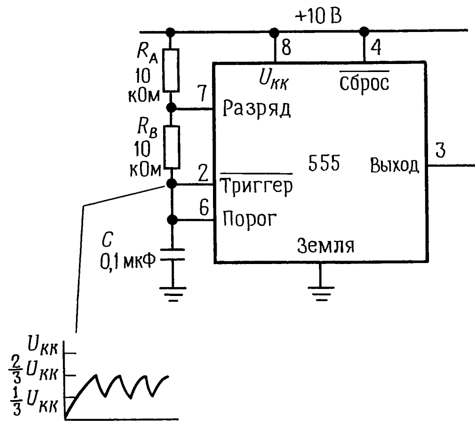


Рис. 5.33. ИМС 555, включенная как генератор.

пока не произойдет переключение входа ПОРОГ; в этот момент выходной сигнал падает до НИЗКОГО уровня (около потенциала «земли») и тогда включается транзистор РАЗРЯД. Вход ТРИГГЕР включается при уровне входного сигнала меньше $1/3U_{КК}$, а ПОРОГ – при уровне входного сигнала больше $2/3U_{КК}$.

Наиболее легкий способ понять работу ИС 555 – это рассмотреть конкретный пример (рис. 5.33). При включении источника питания конденсатор разряжен, поэтому ИС 555 оказывается в состоянии, когда выходной сигнал имеет ВЫСОКИЙ уровень, транзистор разряда T_1 закрыт и конденсатор начинает заряжаться до 10 В через резисторы $R_A + R_B$. Когда его напряжение достигнет $2/3U_{КК}$, переключается вход ПОРОГ и выходной сигнал переходит в состояние НИЗКОГО уровня, одновременно происходит отпирание транзистора T_1, разряжающего конденсатор C на землю через резистор R_B. Схема переходит в периодический режим работы, и напряжение на конденсаторе C колеблется между значениями $1/3U_{КК}$ и $2/3U_{КК}$ с периодом $T = 0{,}693\,(R_A + 2R_B)\,C$. В этом случае с выхода схемы обычно снимается колебание прямоугольной формы.

Упражнение 5.8. Покажите, что период колебаний не зависит от напряжения источника питания.

Схема 555 представляет собой довольно приличный генератор со стабильностью около 1%. Она может работать от единственного источника питания напряжением от 4,5 до 16 В, сохраняя стабильную частоту при изменениях напряжения источника питания, поскольку пороги следят за флуктуациями питания. Схему 555 можно применять также для формирования одиночных импульсов произвольной длительности и еще для многих це-

Таблица 5.3. Генераторы серии 555

Тип	Изготовитель [1]	Кол-во в корпусе			Напряжение питания, В		Ток потребления на один генератор ($U_И$ = 5 В), мкА		Ток входа триггер, порог, нА		Максимальная частота ($U_И$ = 5 В), МГц		Температурный коэффициент, $10^{-6}/°C$
		1	2	4	мин.	макс.	тип.	макс.	тип.	макс.	мин.	тип.	
555	SN_+	V	V	—	4,5	18	3000	5000	100	500	—	0,5	30
ICL7555	IL	V	V	—	2	18	60	300	—	10	—	1	150
TLC551	TI	V	V	—	1	18	170	—	0,01	—	—	2,1[3]	—
TLC555	TI	V	V	—	2	18	170	—	0,01	—	—	2,1[3]	—
LMC555	NS	V	—	—	1,5	15	100	250	0,01	—	—	3	75
ALD555-1	AL	V	—	—	1	12	100	180	0,001	0,2	1,4	2	300
ALD1504	AL	V	V	—	1	12	50	90	0,01	0,4	1,5	2,5	300
ALD4503	AL	—	—	V	1	12	35	70	0,01	0,4	—	2	300
XR-L555M	XR	V	—	—	2,7	15	150	300	500	—	—	—	30

[1] См. прим. к табл. 4.1. [2] Означает, что выходной каскад имеет максимальный удвоенный перепад.

лей. К тому же этот небольшой кристалл содержит простые компараторы, вентили и триггеры. В электронной промышленности даже появилась игра – придумать еще новое применение схемы 555. И надо сказать, что многие в этом развлечении преуспевают.

Предостережение: ИС 555, как и другие схемы таймеров, создает мощную (≈150 мА) токовую помеху в цепи питания во время каждого переключения выходного сигнала. Будет весьма полезным подключить к этой интегральной схеме здоровенный шунтирующий конденсатор. Кроме того, ИС 555 имеет склонность к формированию выходного сигнала с удвоенной частотой переключений.

КМОП ИС 555. Некоторые из неприятных свойств ИС 555 (большой ток потребления от источника питания, высокий ток запуска, удвоенная частота переключения выходного сигнала и неспособность функционировать при очень низких напряжениях источника питания) были устранены в ее КМОП-аналогах. Их можно узнать по цифрам «555», расположенным в какой-либо части маркировки. В табл. 5.3 представлено большинство из этих схем, которые мы смогли найти, а также их наиболее важные параметры.

$U_{нас}$, тип.				Максимальный двойной перепад[2)]	$I_{вых}$, макс. ($U_И = 5$ В, $U_{вых} = 2,5$ В)	
$U_{вых.В}$, В	$I_И$, мА	$U_{вых\,Н}$, В	$I_{ут}$, мА		$I_И$, мА	$I_{ут}$, мА
1,4	2	0,1	10	—	200	200
1	2	0,5	10	V	4	25
1	2	0,2	10	V	—	—
1	2	0,2	10	V	—	—
0,3	2	0,3	10	V	—	—
0,4	2	0,2	10	V	3	100
0,4	2	0,2	10	V	10	100
0,4	2	0,2	10	V	3	100
1,7	10	0,3	2	—	100	—

3) При $U_{нас} = 1,2$ В.

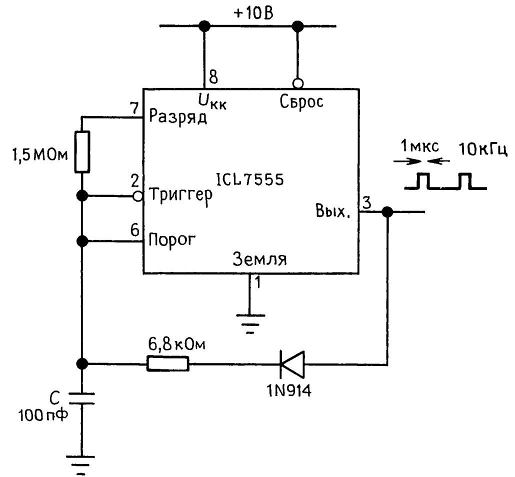


Рис. 5.34. Генератор с укороченным рабочим циклом.

Следует отметить, в частности, их способность функционировать при очень низких напряжениях питания (до 1 В!) и, как правило, токе потребления. Эти кристаллы также более быстродействующие, чем исходная схема 555. Выходные КМОП-каскады дают максимальный удвоенный перепад напряжения выходного сигнала, по крайней мере при низких токах нагрузки (отметим, что эти кристаллы не имеют мощного выходного каскада, как в типовой схеме 555). Все перечисленные кристаллы (табл. 5.3), кроме исходной схемы 555 и XR-L555, сделаны по КМОП-технологии. Последняя же схема является микромощной биполярной схемой 555 и проявляет свою родословную в виде здоровенной нагрузочной способности и хорошей температурной стабильности.

Показанный на рис. 5.33 генератор на схеме 555 вырабатывает выходной сигнал прямоугольной формы, чей рабочий цикл (часть времени, когда выходной сигнал имеет ВЫСОКИЙ уровень) всегда больше 50%. Это происходит вследствие того, что времязадающий конденсатор заряжается через последовательно включенную пару резисторов $R_A + R_B$, а разряжается (более быстро) через единственный резистор R_B. На рис. 5.34 показано, как обмануть схему 555 с тем, чтобы получить в рабочем цикле узкие положительные

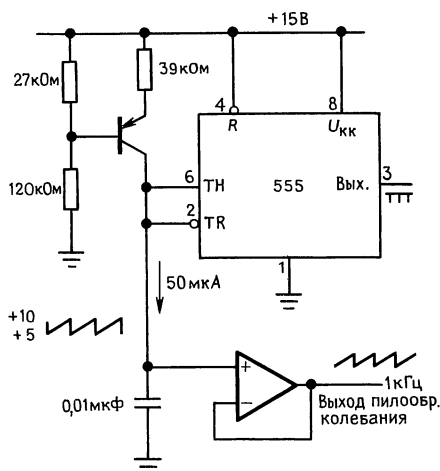


Рис. 5.35. Генератор пилообразных колебаний.

импульсы. Цепь, состоящая из комбинации диода и резистора, быстро заряжает времязадающий конденсатор через выходной каскад, разряд же его через внутренний разряжающий транзистор происходит медленно. Этот трюк пригоден только для КМОП схем 555, поскольку в этом случае необходим полный положительный перепад выходного сигнала.

При использовании для заряда времязадающего конденсатора источника тока можно создать генератор линейного («пилообразного») напряжения. На рис. 5.35 показан способ использования для этих целей простого источника тока на $p-n-p$-транзисторе. Пилообразный сигнал доходит до напряжения $2/3U_{КК}$, затем быстро спадает (разряд происходит через внутренний разряжающий $n-p-n$-транзистор схемы 555, контакт 7) до напряжения $1/3U_{КК}$, далее цикл начинается снова. Отметим, что этот сигнал пилообразной формы выделяется на выводе конденсатора и необходимо обеспечить его развязку с помощью ОУ, который обладает высоким полным сопротивлением. Эту схему можно еще упростить путем замены источника тока на $p-n-p$-транзисторе на «диодный регулятор тока», выполненный на полевом транзисторе с $p-n$-каналом (разд. 3.06); однако ее рабочие характеристики, а именно линейность пилообразного сигнала, будут хуже, поскольку этот полевой транзистор питается током $I_{С\ КК}$ и при этом формируется не такой хороший источник тока, как на биполярном транзисторе.

На рис. 5.36 указан простой способ формирования с помощью КМОП-схемы 555 сигнала *треугольной* формы. В предложенной схеме соединяются последовательно два регулятора тока на полевом транзисторе таким образом, чтобы получился двунаправленный регулятор тока (каждый регулятор тока ведет себя в об-

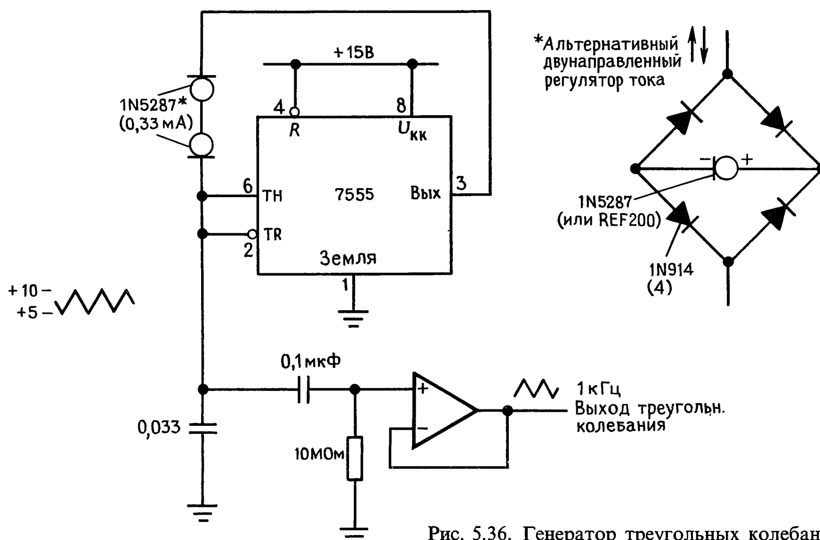


Рис. 5.36. Генератор треугольных колебаний.

ратном направлении как обычный диод, из-за проводимости затвор–сток). Следовательно, с помощью выходного сигнала с удвоенным максимальным перепадом формируется постоянный ток противоположной полярности и при этом на самом конденсаторе вырабатывается треугольное колебание (напряжение которого обычно лежит в дипазоне от $1/2U_{КК}$ до $2/3U_{КК}$). Как и в предыдущей схеме, для развязки этого сигнала (источник с высоким полным выходным импедансом) используется ОУ. Следует отметить, что в этом случае необходимо применять КМОП-схему 555, в частности при подаче на схему напряжения питания +5 В, поскольку ее функционирование зависит от максимального двойного перепада выходного напряжения. Например, напряжение выходного сигнала ВЫСОКОГО уровня биполярной схемы 555 в типовом случае ниже максимального положительного перепада на падение напряжения на двух диодах (схема Дарлингтона на $n-p-n$-транзисторах), что составит +3,8 В при напряжении источника питания +5 В; следовательно, остается всего 0,5 В падения напряжения (при верхнем значении сигнала) на последовательно включенную пару регуляторов тока, что явно недостаточно для включения регулятора тока (требуется приблизительно 1 В) и последовательного диода (0,6 В), построенного из полевого транзистора с $p-n$-переходом.

Упражнение 5.9. Покажите, что вы уяснили работу схем, изображенных на рис. 5.35 и 5.36; для этого рассчитайте для каждой схемы частоту генерируемого сигнала.

Существует еще несколько других интересных интегральных схем таймеров. Схема таймера 322 фирмы National имеет собственный встроенный прецизионный источник опорного напряжения, с помощью которого задается напряжение порога. Это объясняет его прекрасные свойства при формировании сигнала, частота которого должна быть пропорциональна току, подаваемому от внешнего источника, например с фотодиода. В состав другой разновидности таймеров входят релаксационный генератор и цифровой счетчик, с тем чтобы при формировании сигналов большой длительности избежать необходимости использования в схеме больших номиналов сопротивлений и конденсаторов. Примером таких схем могут служить схемы 74HC4060, Exar 2243 и Intersil ICM7242 (выпускается также фирмой Maxim). Последняя схема выполнена по КМОП-технологии и может функционировать при токе в доли миллиампера и вырабатывать выходной импульс один раз за 128 циклов генератора. Эти таймеры (и их ближайшие аналоги) пригодны для формирования задержки сигнала в диапазоне от нескольких секунд до нескольких минут.

5.15. Генераторы, управляемые напряжением

Остальные ИС генераторов выпускаются обычно в виде генераторов, управляемых напряжением (ГУН), у которых выходной сигнал изменяется в некотором диапазоне в соответствии с управляющим входным напряжением. Некоторые из этих схем имеют частотные диапазоны, превосходящие 1000:1. Примерами таких схем являются исходная ИС NE566 и более новые ИС: LM331, 8038, 2206 и серии 74LS624-9.

Схемы серии 74LS624, например, способны работать на высоких частотах вплоть до 20 МГц, требуют внешней RC-цепи для установления номинальной частоты и формируют выходные сигналы с обычными логическими уровнями. Более быстродействующие схемы ГУН, такие как 1648, могут функционировать в диапазоне до 200 МГц и в гл. 13 будет показано, как создать ГУН для *гига*герцевого диапазона частот. Схема LM331 фактически представляет собой пример преобразователя напряжение–частота (U/F-преобразователь) с хорошей линейностью (эти приборы мы рассмотрим в разд. 9.20 и 9.27). В тех же случаях, когда линейность является определяющим фактором, предпочтительны современные U/F преобразователи типа AD650, обеспечивающие линейность 0,005%. В большинстве схем ГУН используются внутренние источники тока для формирования

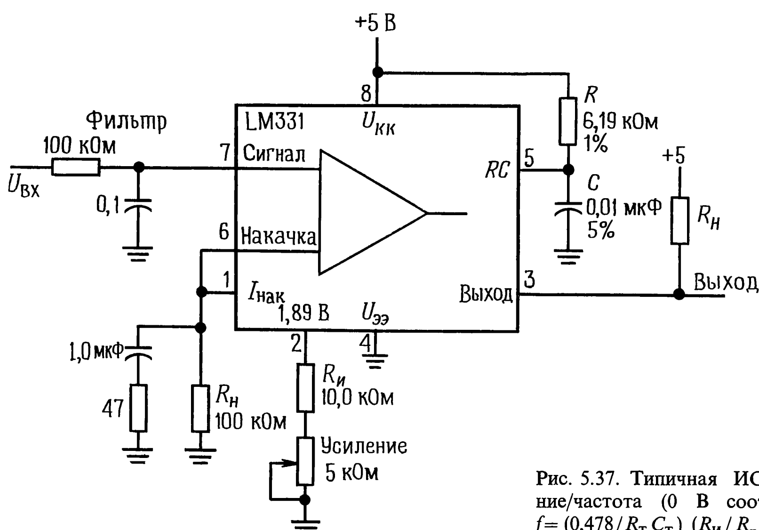


Рис. 5.37. Типичная ИС преобразователя напряжение/частота (0 В соответствует частоте 10 кГц); $f = (0{,}478/R_{\text{т}} C_{\text{т}})\,(R_{\text{И}}/R_{\text{н}})\,U_{\text{вх}}$.

треугольных импульсов, а схемы 8038 и 2206 даже имеют набор «мягких» клемм для преобразования с помощью ограничителя треугольных импульсов в гармонические колебания. Иногда в ИС ГУН используются неудобные значения опорного напряжения в качестве сигнала управления (например, положительный источник питания) и усложненные симметрированные схемы для получения синусоидального сигнала. По нашему мнению, идеальный ГУН все еще ждет своей разработки. Ко многим из этих ИС могут подключаться внешние кварцевые резонаторы для повышения их точности и стабильности (это мы обсудим позже); в таких случаях кварцевый резонатор просто устанавливается вместо конденсатора. На рис. 5.37 показана схема ГУН с диапазоном выходного сигнала от 10 Гц до 10 кГц, построенная на основе схемы LM331.

При обзоре интегральных схем ГУН нельзя не обратить внимание на ИС *фазовой автоматической подстройки частоты* (ФАПЧ), в состав которых входят ГУН и фазовый детектор. Например, популярна КМОП-схема 4046 (и ее более быстродействующий аналог 74НС4046). Системы ФАПЧ будут рассмотрены в разд. 9.27–9.31. В табл. 5.4 представлено большинство из имеющихся схем ГУН.

5.16. Квадратные генераторы

Время от времени возникает потребность в генераторах, которые формируют одновременно пару одинаковых по амплитуде колебаний синусоидальной формы, но *сдвинутых по фазе на 90°*. Эту пару сигналов можно рассматривать как синусоидальное и косинусоидальное колебания, мы же будем придерживаться термина *квадратурная пара* сигналов (сигналы «в квадратуре»). Наиболее важны такие сигналы в радиосвязи (квадратурные смесители, схемы формирования однополосных сигналов). Кроме того, дальше будет показано, что такая квадратурная пара сигналов всегда необходима для формирования сигнала с любой произвольной фазой.

Первая мысль, которая сразу возникает,– это как подавать сигнал синусоидальной формы на интегратор (или дифференциатор), чтобы на его выходе появился сдвинутый на 90° сигнал косинусоидальной формы. При этом сигнал имеет правильный фазовый сдвиг, но его амплитуда испорчена (поймите почему). Далее предлагаются некоторые способы решения этой задачи.

Резонатор на переключаемых конденсаторах. На рис. 5.38 показан способ использования ИС фильтра на переключаемых конденсаторах MF5 в режиме само-

Таблица 5.4. ГУН

Тип	Изготовитель[1]	Серия[2]	Максимальная частота, МГц	Выходы[3]	Напряжение питания, В		Линейность при 10 кГц, %	Примечания
					мин.	макс.		
VFC32	BB$_+$	Л	0,5	ОК	±9	±18	0,01	Промышленный стандарт; хорошая линейность
VFC62C	BB	Л	1	ОК	±13	±20	0,002	Прекрасная линейность
VFC110B	BB	Л	4	ОК	±8	±18	0,005	Быстродействующий, прекрасная линейность; внутреннее $U_{оп}$
74S124	TI	Т	60	ПК	4,75	5,25		
74LS624-9	TI	Т	20	ПК	4,75	5,25		
74LS724	TI	Т	16	ПК	4,75	5,25		Мини-DIP
215	XP	Л	35	ПК	5	26		ФАПЧ
LM331	NS	Л	0,1	ОК	4	40		Дешевый; хорошая линейность
AD537	AD	Л	0,1	ОК	4,5	36	0,07	
566	SN	Л	1	ПК, Т	10	24		
AD650	AD	Л	1	ОК	±9	±18	0,005	Прекрасная линейность
AD654	AD	Л	0,5	ОК	4,5	36	0,1[4]	Дешевый
1648	MO	Э	200	И	−5,2			
1658	MO	Э	130	И	−5,2			
XR2206	XR	Л	0,5	ПК,Т,СК	10	26	2	0,5% искажений при синусоид. сигнале (подстраивается)
XR2207	XR	Л	0,5	ПК,Т	8	26	1	
XR2209	XR	Л	1	ПК,Т	±4	±13	1	
XR2212	XR	Л	0,3	ПК	4,5	20		ФАПЧ
XR2213	XR	Л	0,3	ПК	4,5	15		ФАПЧ
4024	MO	Т	25	ПК	4,75	5,25		
4046	RC$_+$	К	1	ПК	3	15		КМОП ФАПЧ
HC4046	RC$_+$	К	15[4]	ПК	3	6		Быстродействующий 4046
4151	RA	Л	0,1	ОК	8	22	0,013	
4152	RA	Л	0,1	ОК	7	18	0,007	
4153A	RA	Л	0,5	ОК	±12	±18	0,002	Прекрасная линейность, легкость использования
8038	IL	Л	0,1	ПК,Т,СК	10	30	0,2	Exar 8038 до 1 МГц
TSC9401	TP	Л	0,1	ОК	±4	±7,5	0,01	U/F, линейный, стабильный

[1] См. прим. к табл. 4.1 [2] Серии: К – КМОП; Э – ЭСЛ; Л – линейная; Т – ТТЛ. [3] Выходы: ОК – открытый коллектор; И – импульсы; ПК – прямоугольное колебание; СК – синусоидальное колебание; Т – треугольное. [4] При 250 кГц.

возбуждающегося полосового фильтра, который формирует пару квадратурных сигналов синусоидальной формы. Наиболее простой способ понять ее работу – это предположить, что на выходе уже присутствует сигнал синусоидальной формы; далее компаратор преобразует его в прямоугольное колебание с небольшой амплитудой (падение напряжения на одном диоде), которое снова подается на вход фильтра. Фильтр обладает узкой полосой пропускания ($Q = 10$), так что он преобразует это прямоугольное колебание в выходной синусоидальный сигнал и таким образом поддерживается генерация. Входное прямоугольное колебание тактовой частоты (такт) задает центральную частоту полосы пропускания, следовательно, сама частота генерации в этом случае составит $f_{такт}/100$. Эта схема пригодна для работы в диапазоне частот от нескольких герц до приблизительно 10 кГц и формирует квадратурную пару синусоидальных сигналов с равными амплитудами. Следует отметить, что эта схема дает «ступенчатую» аппроксимацию синусоидаль-

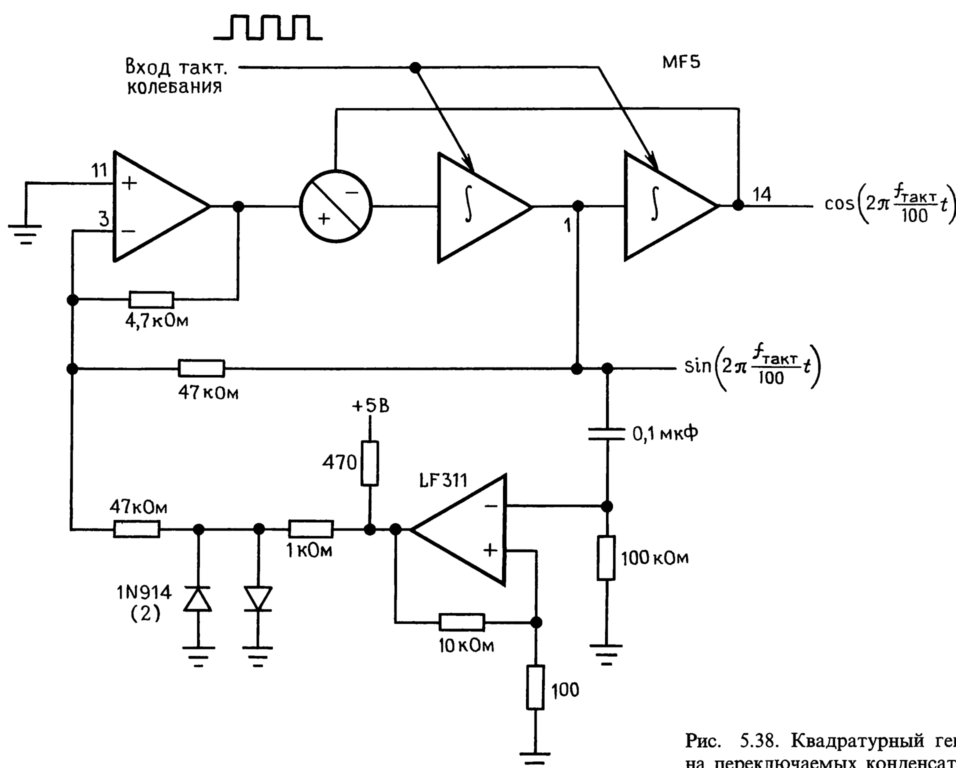


Рис. 5.38. Квадратурный генератор на переключаемых конденсаторах.

ной формы выходного сигнала вследствие того, что переключаемый фильтр дает квантованный выходной сигнал.

Генератор колебаний специальной формы (аналоговые тригонометрические функции). Фирма Analog Devices изготовляет интересную нелинейную «функциональную ИС», которая преобразует входное напряжение в выходной сигнал, пропорциональный $\sin(AU_{вх})$, где коэффициент усиления A имеет фиксированное значение, равное 50°/В. Как правило, этот кристалл (AD639) может на самом деле выполнять гораздо больше функций. Он вырабатывает четыре выходных сигнала, называемые X_1, X_2, Y_1 и Y_2, и формирует выходной сигнал, напряжение которого определяется следующим образом: $U_{вых} = \sin(X_1 - X_2)/\sin(Y_1 - Y_2)$. Таким образом, если например, установить $X_1 = Y_1 = 90°$ (т.е. +1,8 В), $Y_2 = 0$ (закоротка на «землю»), а входное напряжение подавать на вход X_2, то вырабатывается сигнал вида $\cos(X_2)$.

Упражнение 5.10. Докажите последнее утверждение.

У схемы AD639 имеется также выход прецизионного опорного напряжения +1,8 В, что существенно облегчает ее применение. Следовательно, если на пару ИС AD639 подать треугольное колебание с амплитудой 1,8 В, то можно получить пару квадратурных сигналов синусоидальной формы, как это показано на рис. 5.39. Рабочий диапазон частот этой ИС лежит в пределах от постоянного тока до приблизительно 1 МГц.

Просмотровая таблица (поиск элементов при помощи просмотра). Это цифровая методика, которую вы полностью освоите только после изучения гл. 9. Основная идея состоит в том, чтобы запрограммировать цифровую память большого объема цифровыми значениями (выборками) синуса и косинуса, аргументы которых выбираются через равноотстоящие угловые промежутки (скажем, через 1°). Тогда, быстро последовательно перебирая адре-

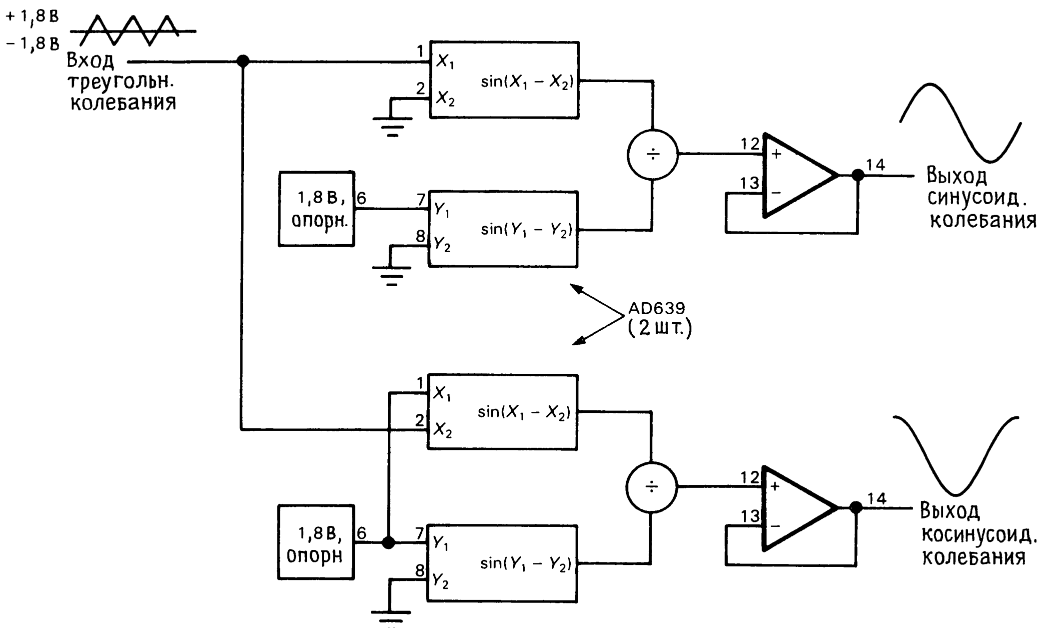


Рис. 5.39. Генератор тригонометрических функций.

са этой памяти, можно получить колебание синусоидальной формы, для этого считанные из памяти по каждому адресу цифровые значения (т. е. для последовательности угловых аргументов) подаются на пару цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП).

Этот метод имеет следующие недостатки. Как и в случае резонатора на переключаемых конденсаторах, выходной сигнал имеет ступенчатую форму, поскольку он формируется из набора дискретных напряжений, по одному на содержимое каждой ячейки памяти. Можно, конечно, для сглаживания выходного сигнала поставить фильтр нижних частот, но, делая это, нельзя перекрыть широкий диапазон частот, поскольку нужно выбирать такой фильтр нижних частот, чтобы он пропускал само синусоидальное колебание и в то же время подавлял более высокую частоту выборки (такая же проблема характерна и для резонатора на переключаемых конденсаторах). В этом случае помогает сокращение углового интервала между соседними значениями, но тогда соответственно снижается максимальная частота вырабатываемого выходного колебания. При использовании стандартных ЦАП с временем преобразования не более одной микросекунды, можно получить синусоидальные сигналы с частотами вплоть до нескольких десятков килогерц, полагая, что шаг углового аргумента составляет порядка одного градуса. Для самих же ЦАП характерно наличие в момент переключения больших остроконечных выбросов напряжения («кратковременная импульсная помеха»). Эти полноразрядные кратковременные импульсные помехи возникают даже, если переключение происходит между смежными (ближайшими) уровнями выходного напряжения! В гл. 9 будут предложены способы решения этой проблемы. Разрядность имеющихся в распоряжении ЦАП достигает 16 (в этом случае разрешающая способность составляет единицу из 65536 значений).

Генератор на основе метода переменных состояния. Все предложенные ранее методы требуют выполнения некоторой тяжелой работы. К счастью, сотрудники дружественной фирмы Burr-Brown провели

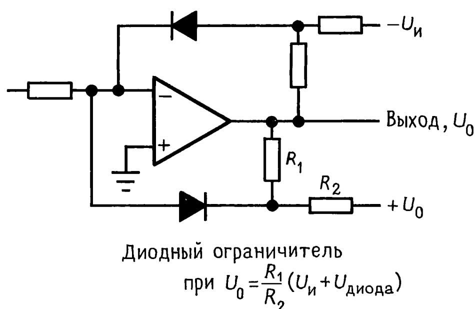


Рис. 5.40.

эту работу дома и вышли на рынок с моделью 4423, которая представляет собой «прецизионный квадратурный генератор». В нем используется стандартная схема полосового фильтра на основе метода переменных состояния, выполненная на трех ОУ (рис. 5.18), где выходной сигнал через диодный ограничитель подается на вход (см. рис. 5.40). Она предназначена для работы в диапазоне частот от 0,002 Гц до 20 кГц и при этом она демонстрирует высокую стабильность фазового сдвига, амплитуды и частоты (максимально 10^{-4} 1/°C). Схема 4432 является модульной (а не монолитной ИС) и выпускается в 14-выводном стандартном DIP-корпусе при цене 24 долл. в малых партиях.

Фильтры на схеме с упорядоченными фазовыми сдвигами. Известны изощренные схемы *RC*-фильтров, которые обладают способностью при подаче на их вход сигнала синусоидальной формы формировать на выходе пару синусоидальных сигналов, имеющих *разность* фаз приблизительно 90°. В радиотехнике это называется «фазовым» методом формирования однополосного сигнала (благодаря Weaver), где предназначенный для передачи входной сигнал состоит из сигналов речевого диапазона.

К сожалению, этот метод работает удовлетворительно только в ограниченном диапазоне частот и требует точного подбора номиналов резисторов и конденсаторов. Более приемлемый способ формирования широкополосных квадратурных сигналов основан на использовании «цепи с упорядоченными фазовыми сдвигами», которая представляет собой регулярную структуру, состоящую из резисторов с равными номиналами, а номиналы конденсаторов уменьшаются в геометрической прогрессии, как это указано на рис. 5.41. На вход этой цепи подаются два сигнала, а именно прямой и сдвинутый на 180° (это легко сделать с помощью инвертора с единичным коэффициентом передачи). Выходной сигнал представляет собой набор из четырех квадратурных сигналов и при использовании 6-секционной цепи их погрешность составляет ±0,5° в диапазоне частот 100 : 1.

Квадратурные колебания прямоугольной формы. В некоторых случаях формирование квадратурных сигналов прямоугольной формы является несложной задачей.

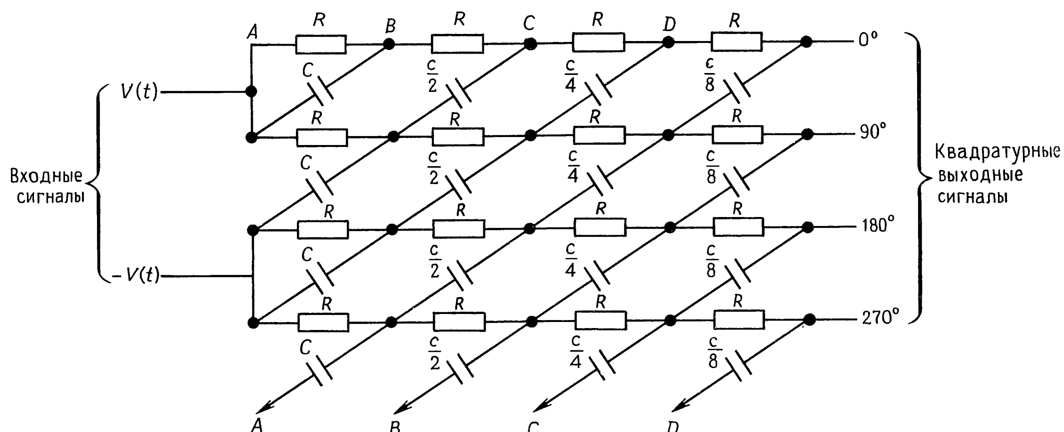


Рис. 5.41. Цепь с упорядоченными фазовыми сдвигами.

Основная идея заключается в том, чтобы сформировать сигнал удвоенной частоты, затем поделить его в два раза с помощью цифрового *триггера* (гл. 8) и *декодировать* на *вентилях* (снова гл. 8). Это наиболее совершенный способ формирования квадратурных прямоугольных колебаний в диапазоне частот от постоянного тока до по крайней мере 100 МГц.

Квадратурные сигналы диапазона радиочастот. В диапазоне радиочастот (выше нескольких мегагерц) формирование пары квадратурных сигналов синусоидальной формы снова достаточно тривиальная задача; в этом случае используются приборы, которые называются *квадратурными гибридными схемами* (или квадратурные *расщепитель/объединитель*). На низкочастотной границе радиочастотного диапазона (от нескольких мегагерц до, может быть, 1 ГГц) они принимают форму небольших трансформаторов с магнитным сердечником, в то время как на более высоких частотах нужно найти их воплощение в форме полосковых линий передачи (полоски и печатные проводники, изолированные от заземленной подложки) или световодов (полая прямоугольная трубка). Эти вопросы снова будут рассмотрены в гл. 13. Методика достаточно узкополосная, типовая ширина рабочей частоты не превышает октаву (т.е. соотношение частот 2:1).

Формирование синусоидального колебания с произвольной фазой. Поскольку у нас уже имеется пара квадратурных сигналов, достаточно просто сформировать синусоидальное колебание с *произвольной* фазой. В этом случае требуется просто объединить синфазный (I) и квадратурные сигналы (Q) на резистивном сумматоре, что наиболее просто реализуется с помощью потенциометра, включенного между I и Q сигналами. При вращении движка потенциометра эти сигналы (I и Q) суммируются в различных соотношениях, при этом удается получить плавное изменение фазы в диапазоне от 0 до 90°. Если же рассматривать эту проблему с точки зрения векторов, то можно показать, что фаза результирующего колебания совершенно не зависит от частоты; однако его амплитуда при регулировке фазы меняется, спадая на 3 дБ при фазе 45°. Метод достаточно просто можно распространить и на случай формирования колебания, фаза которого должна лежать в диапазоне от 0 до 360°, при этом используются противоположные сигналы (фазовый сдвиг 180°) I' и Q', которые получаются с помощью инвертирующих усилителей с коэффициентом передачи -1.

5.17. Мостовые генераторы Вина и LC-генераторы

Для получения сигнала синусоидальной формы сигнала с малыми искажениями ни одна из описанных ранее схем, вообще говоря, не подходит. Хотя в большинстве функциональных генераторов на широкий диапазон частот используется «размывание» колебаний треугольной формы с помощью диодных ограничителей, в конце концов уровень искажений редко удается снизить до значений, меньших 1%. Для сравнения: большинство высококачественных звуковых колонок требуют усилителей с уровнем искажений не больше 0,1%. Для испытаний подобной звуковоспроизводящей аппаратуры требуются источники чистого синусоидального сигнала с остаточным искажением не больше 0,05%.

На низких и средних частотах хорошим источником синусоидальных колебаний с малым уровнем искажений служит мостовой генератор Вина (рис. 5.42). Идея его состоит в том, чтобы создать усилитель с обратной связью, имеющий сдвиг фазы 180° на нужной частоте, а затем отрегулировать петлевое усиление таким образом, чтобы возникли автоколебания. Для одинаковых значений R и C коэффициент усиления по напряжению выходного сигнала по отношению к сигналу на неинвертирующем входе ОУ должен быть точно равен $+3{,}0$. При меньшем усилении колебания затухают, при большем – выходной сигнал будет достигать насыщения. Искажение будет малым, пока амплитуда колебаний не выходит за пределы линейного участка характеристики усили-

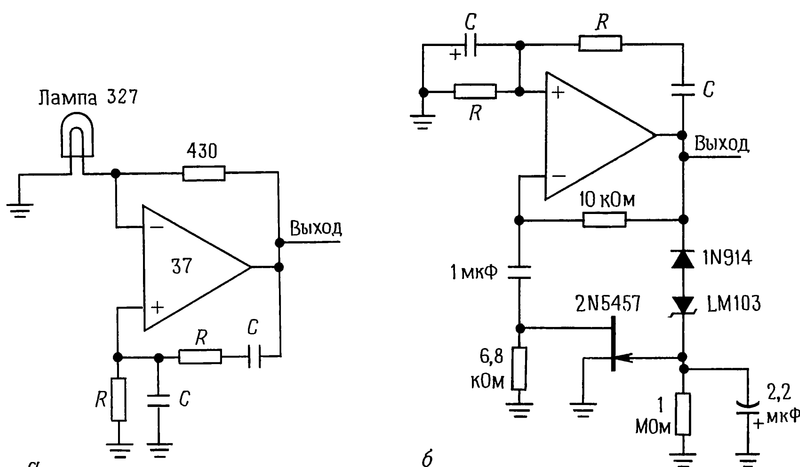


Рис. 5.42. Мостовые генераторы Вина с малыми искажениями. Выходная частота $f = 1/2\pi RC$.

теля, т. е. не следует допускать колебаний полного размаха. Если не применить некоторых приемов для управления усилением, то именно это и произойдет – выходной сигнал усилителя будет возрастать до уровня, при котором эффективный коэффициент усиления вследствие насыщения упадет до 3,0. Как мы увидим, эти приемы включают в себя некую управляющую усилением обратную связь с большой постоянной времени.

В первой схеме на рис. 5.42 в качестве элемента обратной связи с переменным сопротивлением используется лампа накаливания. При повышении уровня выходного сигнала нагревается нить лампы, уменьшая коэффициент неинвертирующего усиления. Искажения гармонического сигнала в показанной схеме для диапазона звуковых частот (выше 1 кГц) не превышают 0,003%; для более глубокого изучения этого вопроса см. LTC App. Note 5(12/84). Во второй схеме амплитудный детектор, состоящий из диодов и *RC*-цепи, регулирует усиление по переменному току, меняя сопротивление полевого транзистора, который при малых напряжениях ведет себя как нелинейное сопротивление (см. разд. 3.10). Следует отметить, что используется большая постоянная времени (2 с); для исключения искажений это существенно, поскольку быстродействующая обратная связь исказила бы генерируемую синусоидальную волну, пытаясь регулировать ее амплитуду в пределах одного периода.

5.18. *LC*-генераторы

Наиболее распространенный способ получения высокочастотных синусоидальных колебаний – это применение генератора, стабилизированного *LC*-контуром, в котором *LC*-контур, настроенный на определенную частоту, подключен к усилительной схеме, чтобы обеспечить необходимое усиление на его резонансной частоте. Охватывающая схему петля положительной обратной связи применяется для поддержания колебаний на резонансной частоте *LC*-контура и такая схема будет самозапускающейся.

На рис. 5.43 показаны две популярные схемы. Первая – это настоящий генератор Колпитца: параллельный настроенный *LC*-контур на входе и петля положительной обратной связи с выхода на вход. По имеющимся сведениям эта схема обеспечивает искажения меньше −60 дБ. Вторая схема – это генератор Хартли, построенный на *n–p–n*-транзисторе. Переменный конденсатор предназначен для регулировки частоты. В обеих схемах используется *катушка связи*, т. е. просто несколько витков провода, действующих как понижающий трансформатор.

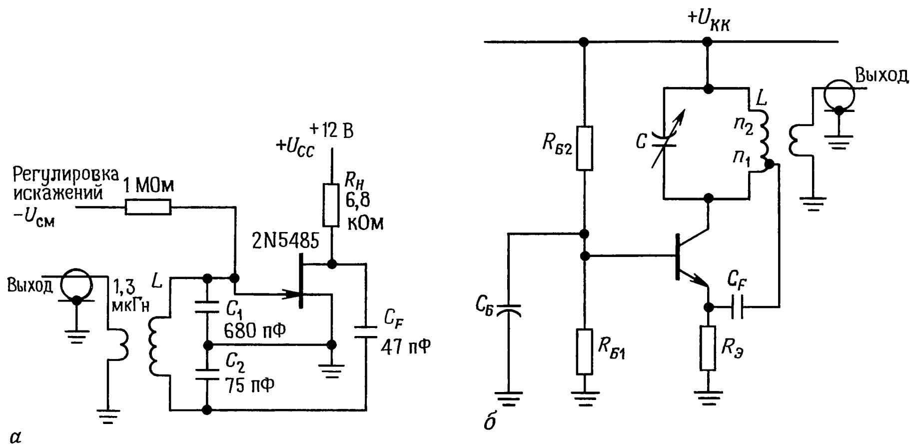


Рис. 5.43. Генератор Колпитца с малыми искажениями, частота 20 МГц (*а*); *LC*-генератор Хартли (*б*).

В небольшом диапазоне частот можно настраивать *LC*-генераторы *электрическим* способом. Этот прием заключается в использовании регулируемого напряжением конденсатора («варактор») в частотозадающей *LC*-цепи. Физическая природа диодных *p–n*-переходов обеспечивает требуемое решение, в виде простого смещенного в обратном направлении диода. Емкость этого *p–n*-перехода уменьшается с увеличением обратного напряжения (см. рис. 13.3). Хотя любой диод может работать как варактор, необходимо использовать специально разработанные варакторные диоды и на рис. 5.44 представлены характеристики некоторых из них. На рис. 5.45 изображен простой генератор Колпитца на полевом транзисторе с *p–n*-переходом (сигнал обратной связи снимается с истока) и настройкой частоты ±1%. В этой схеме диапазон настройки был преднамеренно сделан меньше, с тем чтобы добиться хорошей стабильности, при этом используется относительно большой конденсатор фиксированной емкости (100 пФ), который шунтируется небольшим регулировочным конденсатором (максимальное значение 15 пФ). Следует отметить большой номинал резистора смещения (так что ток смещения диода не будет влиять на колебания), а также наличие блокировочного конденсатора по постоянному току. Советуем также посмотреть материал разд. 13.11.

В типовом случае варакторы имеют максимальное значение емкости от нескольких пикофарад до нескольких сотен пикофарад с диапазоном регулировки приблизительно 3:1 (хотя имеются варакторы с более широким диапазоном до 15:1). Поскольку резонансная частота *LC*-контура обратно пропорциональна корню квадратному из емкости, то возможно добиться диапазона настройки по частоте вплоть до 4:1, хотя обычно говорят о диапазоне регулировки ±25% или около того.

В настраиваемых варакторами схемах

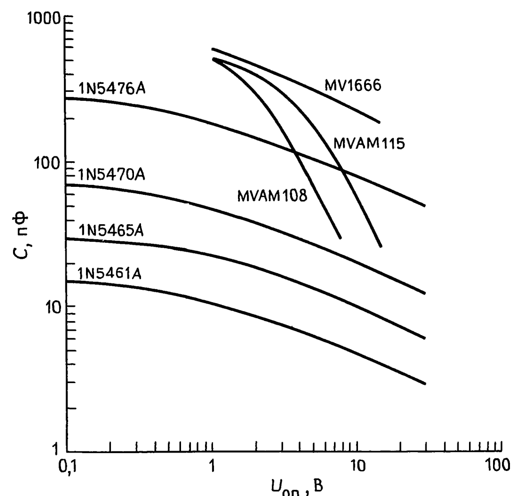


Рис. 5.44. Регулирующие диодные варакторы.

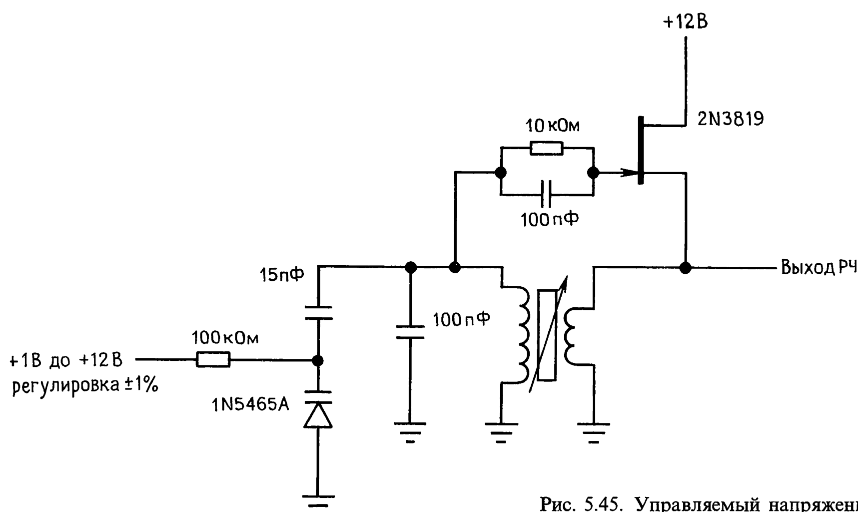


Рис. 5.45. Управляемый напряжением *LC*-генератор.

само генерируемое колебание (и вдобавок прикладываемое внешнее регулирующее смещение постоянного тока) появляется на варакторе, что приводит к изменению его емкости в зависимости от частоты сигнала. Это вызывает искажения формы вырабатываемого колебания и, что более важно, приводит к зависимости амплитуды его колебаний от частоты. Для того чтобы минимизировать эти эффекты, необходимо ограничить амплитуду колебаний (при необходимости усиление производится в следующих каскадах); также лучше сохранять напряжение постоянного смещения на варакторе выше одного вольта или около того, с тем чтобы сделать напряжение генерации малым по сравнению с ним.

Электрически настраиваемые генераторы широко используются для формирования частотно-модулированных сигналов и вдобавок как радиочастотные системы фазовой автоматической подстройки частоты. Эти вопросы будут рассмотрены в гл. 9 и 13.

По историческим соображениям следовало бы упомянуть о камертонных генераторах, которые являются близкими «родственниками» *LC*-генераторов. В этих генераторах высокодобротные колебания камертона определяют частоту генератора в низкочастотном диапазоне (стабильность несколько миллионных долей при постоянной температуре); это соответствует стабильности наручных часов. Но кварцевые генераторы все-таки лучше, как будет показано в следующем разделе.

Паразитные колебания. Предположим, что вы собрали славный усилитель и испытали его, подавая на вход синусоидальный сигнал. Затем подключили ко входу усилителя генератор прямоугольных импульсов и увидели на выходе по-прежнему синусоидальный сигнал! У вас не усилитель, а сплошные хлопоты.

Но паразитные колебания не всегда проявляются так явно. Обычно они заметны в виде размытия части сигнала, «гуляющего» источника тока, необъяснимых сдвигов у ОУ, или схема, нормально ведущая себя, пока за ней наблюдают на осциллографе, вдруг «дичает», стоит лишь перестать за ней следить. Все это – разнообразные проявления неподавленных высокочастотных паразитных колебаний, порожденных непреднамеренно получившимся генератором Хартли или Колпитца, возникшим на основе индуктивности вводов и межэлектродных емкостей.

На схеме рис. 5.46 показан осциллирующий источник тока, возникший при выполнении студенческой лабораторной работы по электронике, где с помощью вольтметра измерялся рабочий диапазон

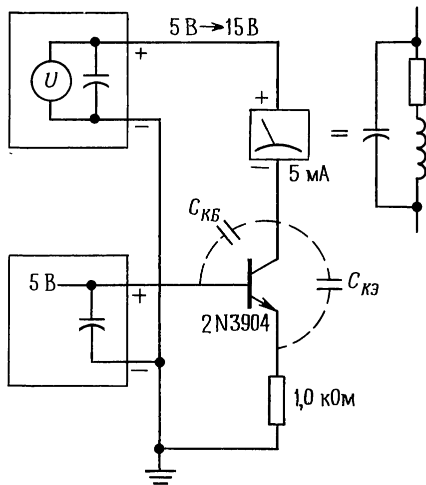


Рис. 5.46. Пример паразитного генератора.

обычного транзисторного источника тока. Оказалось, что ток меняется слишком сильно (от 5 до 10%) при изменениях напряжения на нагрузке в пределах ожидаемого рабочего диапазона – симптом, который снимался прикосновением пальца к выводу коллектора! Емкость транзистора между коллектором и базой плюс емкость измерительного прибора в сочетании с его индуктивностью образовала классический генератор Хартли, в котором обратная связь обеспечивалась емкостью между коллектором и эмиттером. Добавление небольшого резистора в цепь базы подавило эти колебания за счет уменьшения коэффициента усиления на высоких частотах в схеме с общей базой. Это один из приемов, часто бывающий полезным.

5.19. Генераторы с кварцевыми резонаторами

От *RC*-генератора можно легко добиться стабильности порядка 0,1% при начальной точности установки частоты от 5 до 10%. Это вполне удовлетворительно для многих применений, таких, например, как *мультиплексный индикатор* карманного калькулятора, где цифры многозначного числа подсвечиваются одна за другой с быстрым чередованием (обычная частота – 1 кГц). В каждый момент времени горит только одна цифра, но глаз видит все число. Ясно, что точность здесь не очень важна. Несколько лучше стабильность *LC*-генераторов – порядка 0,01% в течение разумного промежутка времени. Этого вполне достаточно для гетеродинов радиоприемников и телевизоров.

Для получения по-настоящему стабильных колебаний незаменимы кварцевые генераторы. В них используется кусочек кварца (искусственного – двуокись кремния), вырезанный и отшлифованный таким образом, что он имеет определенную частоту колебаний. Кварц представляет собой *пьезоэлектрик* (его деформация вызывает появление электрического потенциала, и наоборот), поэтому упругие колебания кристалла могут быть вызваны приложением электрического поля, а эти колебания в свою очередь генерируют напряжение на гранях кристалла. Помещая на поверхность кристалла контакты, можно превратить его в истинный схемный элемент, эквивалентный некоторой *RLC*-схеме, заранее настроенной на определенную частоту. В самом деле эквивалентная схема этого элемента содержит два конденсатора, дающих пару близко расположенных резонансных частот – последовательного и параллельного резонанса (рис. 5.47), отличающихся друг от друга не более чем на 1%. Результат этого эффекта – резкое изменение реактивного сопротивления с частотой (рис. 5.48). Высокая добротность *Q* кварцевого резонатора (обычно около 10 000) и хорошая стабильность делают естественным его

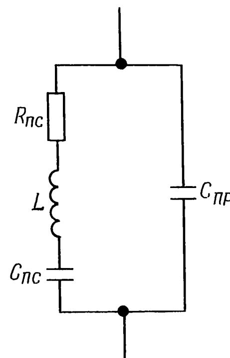


Рис. 5.47.

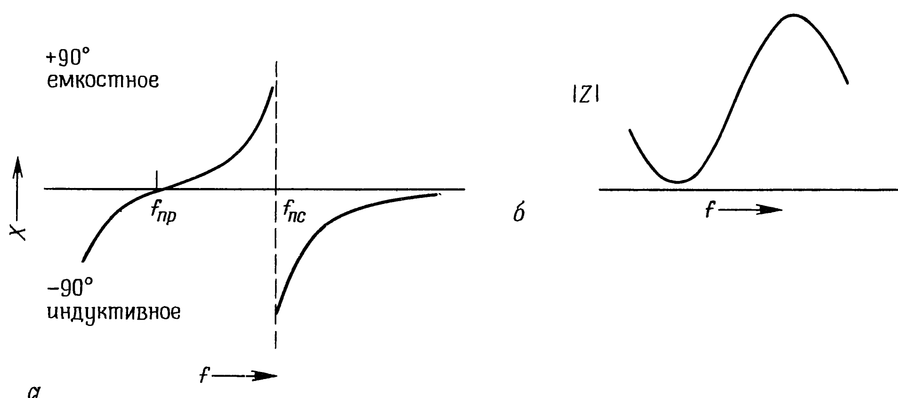


Рис. 5.48.

применение как задающего элемента в генераторах и фильтрах с улучшенными параметрами (см. разд. 13.12). В схемах с кварцевыми резонаторами, как и в *LC*-генераторах, вводят положительную обратную связь и обеспечивают надлежащее усиление на резонансной частоте, что ведет к автоколебаниям.

На рис. 5.49 показаны некоторые схемы кварцевых генераторов. На рис. 5.49, *а* показан классический генератор Пирса, в котором используется обычный полевой транзистор (см. гл. 3). На рис. 5.49, *б* изображен генератор Колпитца с кварцевым резонатором вместо *LC*-контура. В схеме на рис. 5.49, *в* в качестве обратной свя-

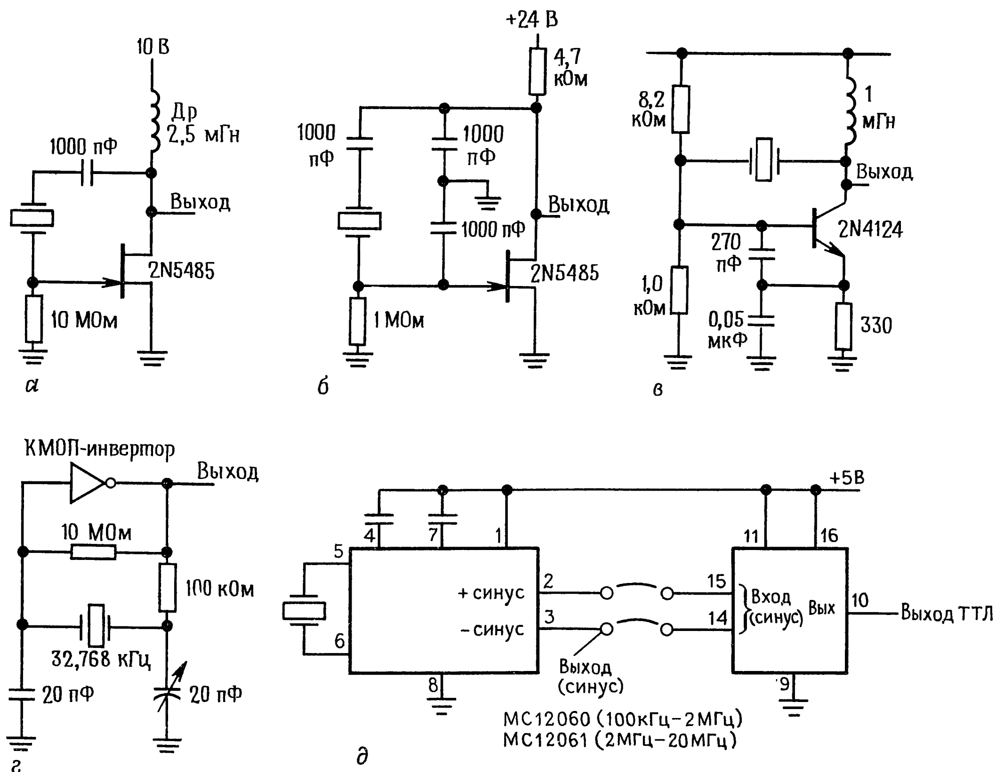


Рис. 5.49. Схемы с кварцевыми резонаторами. *а*–генератор Пирса, *б*–генератор Колпитца.

зи используется сочетание биполярного $n-p-n$-транзистора и кварцевого резонатора. Остальные схемы генерируют выходной сигнал с логическими уровнями при использовании цифровых логических функций (рис. 5.49, *г* и *д*).

На последней диаграмме показаны схемы кварцевых генераторов, построенные на ИС MC12060/12061 фирмы Motorola. Эти микросхемы предназначены для использования, совместно с кварцевыми резонаторами, диапазона частот от 100 кГц до 20 МГц и спроетированы таким образом, что обеспечивают прекрасную стабильность частоты колебаний при тщательном ограничении его амплитуды с помощью встроенного амплитудного дискриминатора и схемотехнического ограничителя. Они обеспечивают формирование выходных колебаний как синусоидальной, так и прямоугольной формы (с ТТЛ и ЭСЛ логическими уровнями).

В качестве альтернативы, а именно в тех случаях, когда достаточно иметь выходное колебание только прямоугольной формы и не предъявляются предельные требования по стабильности, можно применять законченные модули кварцевых генераторов, которые обычно выпускаются в металлических DIP-корпусах. Они предлагают стандартный набор частот (например, 1, 2, 4, 5, 6, 8, 10, 16 и 20 МГц), а также «странные» частоты, которые обычно используются в микропроцессорных системах (например, частота 14,31818 МГц используется в видеоплатах). Эти «кварцевые модули тактовой частоты», как правило, обеспечивают точность (в диапазоне температур, напряжений источника питания и времени) только 0,01% (10^{-4}), однако они дешевы (от 2 до 5 долл.) и вам не приходится строить схему. Кроме того, они всегда дают устойчивые колебания, тогда как при создании собственного генератора этого не всегда удается добиться. Функционирование схем генераторов на кварцевых резонаторах зависит от электрических свойств самого кристалла (таких, как последовательный или параллельный режим колебаний, эффективное последовательное сопротивление и емкость монтажа), которые не всегда полностью известны. Очень часто вы можете найти, что хотя ваш самодельный кварцевый генератор и возбуждается, но на частоте, которая не соответствует той, которая указана на кварцевом резонаторе. В наших собственных изысканиях в области схем дискретных кварцевых генераторов бывало всякое.

Кварцевые резонаторы выпускаются на диапазон от 10 кГц до 10 МГц, а у некоторых образцов высокие обертоны доходят до 250 МГц. Для каждой частоты нужен свой резонатор, но для наиболее употребительных частот резонаторы выпускаются серийно. Всегда легко достать резонаторы на частоты 100 кГц, 1, 2, 4, 5 и 10 МГц. Кварцевый резонатор на частоту 3,579545 МГц (стоящий меньше доллара) применяется в генераторе импульсов цветности телевизоров. Для электронных наручных часов нужна частота 32,768 кГц (или 2^{15} Гц), и вообще, часто нужны частоты, равные 2 какой-то степени Гц. Кварцевый генератор можно регулировать в небольшом диапазоне с помощью последовательно или параллельно включенных конденсаторов переменной емкости (см. рис. 5.49, *г*). Благодаря дешевизне кварцевых резонаторов всегда имеет смысл рассмотреть возможность их применения в тех случаях, когда RC-релаксационные генераторы работают на пределе своих возможностей.

При необходимости стабильную частоту кварцевого генератора можно «подогнять» электрическим способом в небольших пределах с помощью варактора. Такая схема называется УНКГ (управляемый напряжением кварцевый генератор), при этом удается соединить прекрасную стабильность кварцевых генераторов с регулируемостью LC-генераторов. Покупка коммерческого УНКГ, вероятно, является наилучшим решением проблем, возникающих при собственном проектировании. Стандартные УНКГ обеспечивают максимальные отклонения центральной частоты от номинала порядка $\pm 10^{-5}$–$\pm 10^{-4}$, хотя имеются образцы с более широким диапазоном (вплоть до $\pm 10^{-3}$).

Без особых усилий можно с помощью

кварцевого резонатора обеспечить стабильность частоты порядка нескольких миллионных долей в нормальном температурном диапазоне. Применяя схемы температурной компенсации, можно построить температурно-компенсированный кварцевый генератор (ТККГ) с несколько улучшенными параметрами. Как ТККГ, так и некомпенсированный генератор выпускаются в виде готовых модулей разными фирмами, например фирмами Biley, CTS Knights, Motorola, Reeves Hoffman, Statek и Vectron. Они бывают разных габаритов, иногда не больше корпуса DIP или стандартного корпуса для транзисторов ТО-5. Дешевые модели обеспечивают стабильность порядка 10^{-6} в диапазоне от 0 до 50 °С, дорогие – порядка 10^{-7} в том же диапазоне.

Температурно-компенсированные генераторы. Чтобы получить сверхвысокую стабильность, может понадобиться кварцевый генератор, работающий в условиях постоянной температуры. Обычно для этих целей используется кристалл с практически нулевым температурным коэффициентом при несколько повышенной температуре (от 80° до 90 °С), а также термостат, который эту температуру поддерживает. Выполненные подобным образом генераторы выпускаются в виде небольших законченных модулей, пригодных для монтажа и включаемых в приборы, на все стандартные частоты. Типичным модулем генератора с улучшенными характеристиками служит схема 10811 фирмы Hewlett-Packard. Она обеспечивает стабильность порядка 10^{-11} в течение времени от нескольких секунд до нескольких часов при частоте 10 МГц.

Если температурная нестабильность снижена до очень малых значений, то начинают доминировать другие эффекты: «старение» кристалла (тенденция частоты к уменьшению с течением времени), отклонения питания от номинала, а также внешние влияния, например удары или вибрации (последнее представляет собой наиболее серьезные проблемы в производстве кварцевых наручных часов). Один из способов решения проблемы старения: в паспортных данных генератора указывается скорость снижения частоты – не более $5 \cdot 10^{-10}$ в день. Эффект старения возникает частично из-за постепенного снятия деформаций, поэтому через несколько месяцев с момента изготовления этот эффект имеет тенденцию к устойчивому снижению, по крайней мере для хорошо сделанных кристаллов. Взятый нами за образец генератор 10811 имеет величину эффекта старения не более 10^{-11} в день.

В тех случаях, когда стабильность термостатированных кристаллов уже недостаточна, применяются атомные стандарты частоты. В них используются микроволновые линии поглощения в рубидиевом газонаполненном элементе или частоты атомных переходов в пучках атомов цезия в качестве эталонов, по которым стабилизируется кварцевый резонатор. Таким образом можно получить точность и стабильность порядка 10^{-12}. Цезиевый стандарт является официальным эталоном времени в США. Эти стандарты вместе с линиями передачи времени принадлежат Национальному бюро стандартов и Морской обсерватории. Как последнее средство для самых точных частот, где нужна стабильность порядка 10^{-14}, можно предложить мазер на атомарном водороде. Последние исследования в области создания точных часов сосредоточиваются на технических приемах, использующих «охлажденные ионы», которые позволяют достигать даже еще лучшей стабильности. Многие физики считают, что можно достичь окончательной стабильности 10^{-18}.

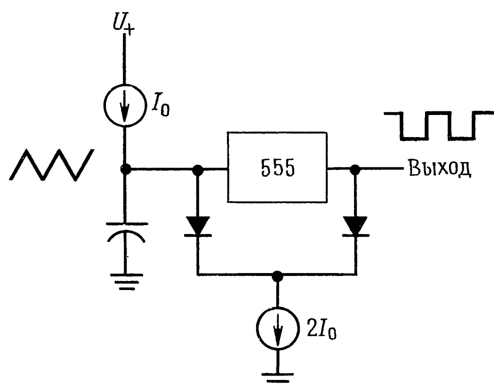


Рис. 5.50.

СХЕМЫ, НЕ ТРЕБУЮЩИЕ ПОЯСНЕНИЙ

5.20. Удачные схемы

На рис. 5.51 представлен набор удачных схем, большинство из которых взяты из руководств фирм-изготовителей и фирменных руководств по применению.

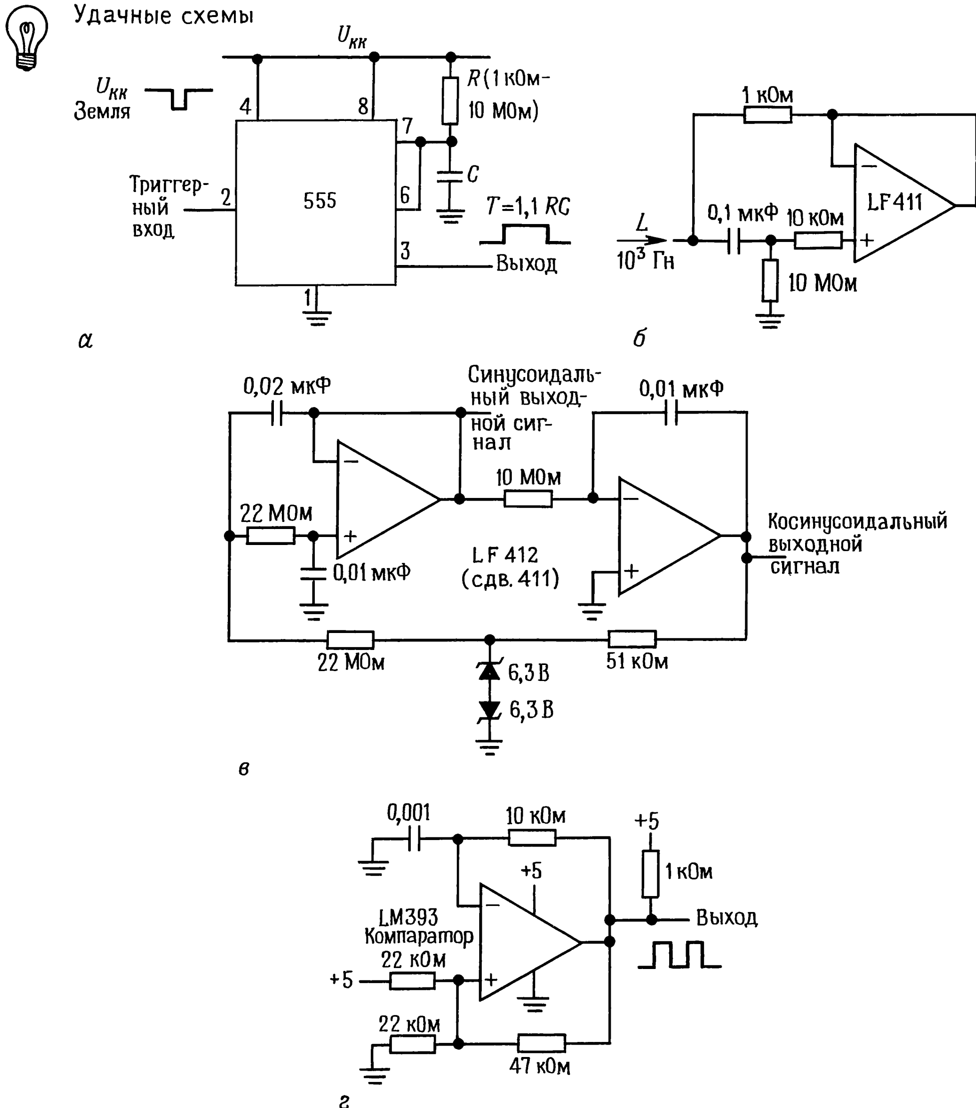
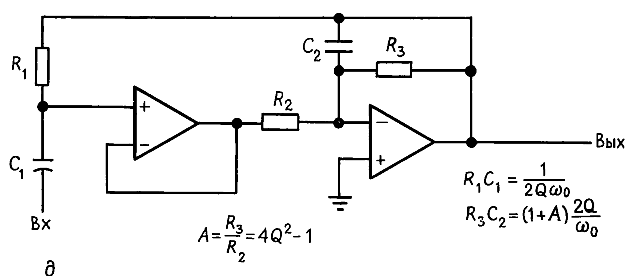
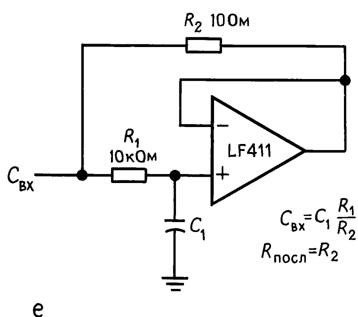
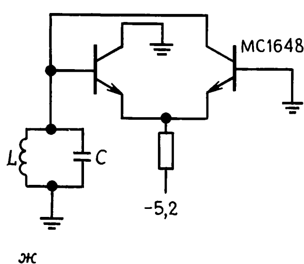
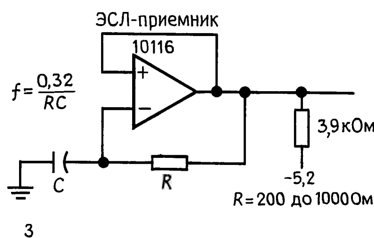


Рис. 5.51. Удачные схемы. *а*–моностабильный мультивибратор. Длительность входного импульса должна быть меньше, чем у выходного; *б*–активный имитатор катушки индуктивности; *в*–квадратурный генератор с частотой 1 Гц; *г*–релаксационный генератор;









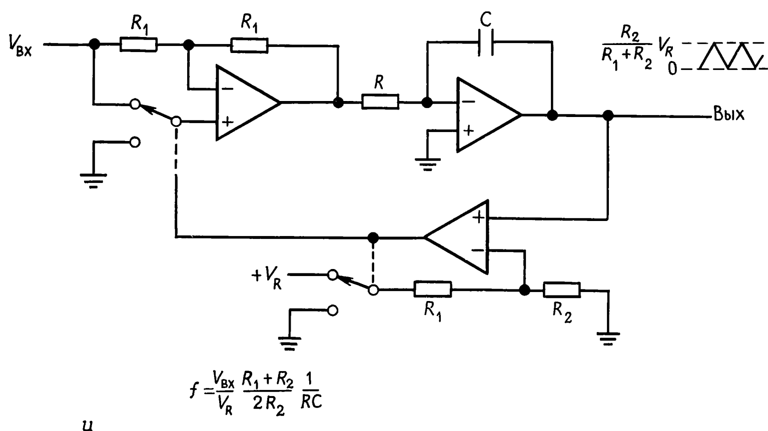
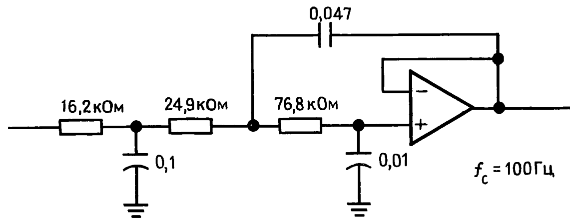
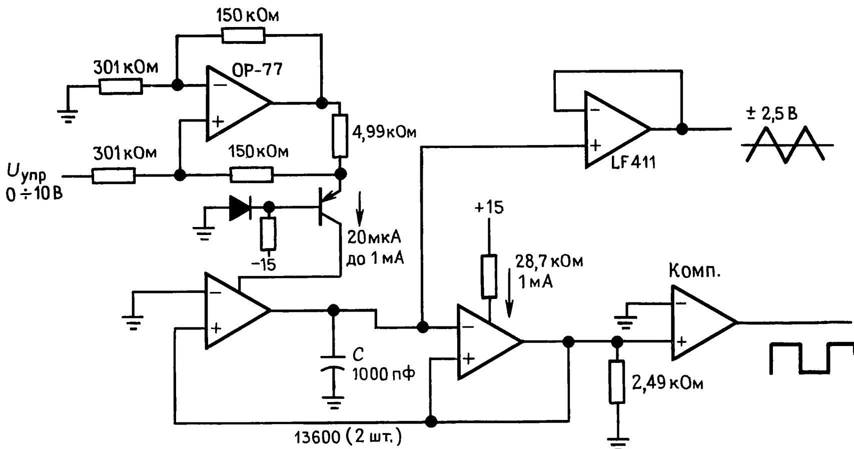


Рис. 5.51 (продолжение).
д – резонансный усилитель; работает в диапазоне частот от f_0 до $f_T/2Q$. Proc. IEEE 60, 908 (1972). *е* – умножитель емкости; *ж* – эмиттерно-связанный *LC*-генератор; *з* – высокочастотный ЭСЛ-генератор; *и* – преобразователь напряжение/частота;





к



л

Рис. 5.51 (продолжение).
к – фильтр Бесселя нижних частот 3-го порядка; для другого значения частоты среза необходимо провести масштабирование номиналов элементов; *л* – широкодиапазонный ГУН (2 Гц – 100 кГц) на усилителях с активной проводимостью.

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УПРАЖНЕНИЯ

1. Спроектируйте 6-полюсный фильтр Бесселя верхних частот с частотой среза 1 кГц.
2. Спроектируйте фильтр-пробку на частоту 60 Гц с буферными ОУ на входе и выходе.
3. Спроектируйте генератор пилообразных колебаний с частотой 1 кГц, заменив резистор заряда в схеме генератора на таймере 555 транзисторным источником тока. Проверьте, что обеспечивается достаточный рабочий диапазон источника тока. Каково должно быть значение резистора R_B (рис. 5.33)?
4. Разработайте на схеме 555 генератор треугольных колебаний. Для этого используйте пару источников тока, а именно I_0 (втекающий ток) и $2I_0$ (вытекающий ток). Используйте выходной сигнал ИС 555 для переключения источника вытекающего тока $2I_0$. На рис. 5.50 показано одно из возможных решений.

ГЛАВА 6

СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ И ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

Почти любая электронная схема – от простых схем на транзисторах и операционных усилителях и до сложнейших цифровых и микропроцессорных систем – требует для своей работы одного или нескольких стабильных источников питания постоянного тока. Простые нерегулируемые источники питания типа трансформатор – мостовой выпрямитель – конденсатор, которые мы рассматривали в гл. 1, вообще говоря, не годятся, так как их выходное напряжение зависит от тока нагрузки и напряжения в сети; кроме того, это напряжение пульсирует с частотой 120 Гц. К счастью, легко построить источник стабильного питания, используя отрицательную обратную связь и сравнивая выходное постоянное напряжение с некоторым постоянным эталонным (опорным) напряжением. Такие стабилизированные источники питания универсальны и легко могут быть построены с помощью интегральных схем стабилизаторов напряжения. Для этого потребуется только нерегулируемый источник постоянного напряжения (трансформатор – выпрямитель – конденсатор, батарея и т. п.) и еще несколько других элементов.

В этой главе мы расскажем, как построить стабилизатор напряжения, используя некоторые интегральные схемы специального назначения. Та же схемотехника применяется в стабилизаторах напряжения на дискретных элементах (транзисторы, резисторы и т. п.), хотя это и не нужно ввиду доступности превосходных и недорогих ИМС стабилизаторов напряжения. При рассмотрении стабилизаторов напряжения возникает круг вопросов, связанных с проблемой рассеяния больших мощностей, поэтому нам приходится говорить об отводе тепла и об «ограничении тепловой обратной связи» для снижения рабочих температур транзистора и предотвращения повреждений схемы. Эти подходы можно применить в любой мощной схеме, включая усилители мощности. Разобравшись со стабилизаторами, мы вновь обсудим некоторые детали проектирования нерегулируемых источников питания. В этой главе мы рассмотрим также источники опорного напряжения и интегральные схемы для их получения, т. е. аппаратуру, которая применяется независимо от стабилизаторов напряжения.

БАЗОВЫЕ СХЕМЫ СТАБИЛИЗАТОРОВ НА ОСНОВЕ КЛАССИЧЕСКОЙ ИМС 723

6.01. ИМС стабилизатора 723

Классический стабилизатор μA723 разработан Р. Видларом в 1967 г. Это универсальный, простой в употреблении стабилизатор с превосходными рабочими характеристиками. Хотя, быть может, вы предпочтете ему более современные схемы, все же его стоит изучить, так как и новые схемы работают на тех же принципах. Его схемы изображены на рис. 6.1 и 6.2. Это настоящий блок питания, который содержит температурно-компенсированный источник опорного напряжения, дифференциальный усилитель, последовательно включенный проходной транзистор и схему защиты, обеспечивающую ограничение выходного тока. В том виде, в котором блок выпускают, ИМС 723 ничего не регулирует. Чтобы заставить его делать то, что вам нужно, придется подключить к нему некоторые внешние цепи. Прежде чем их рассмотреть, обратимся к его собственной схеме. Она

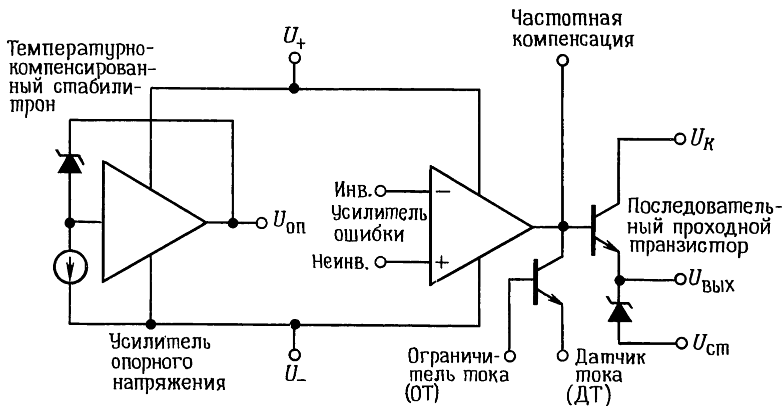


Рис. 6.1. Функциональная схема стабилизатора 723 (фирма Fairchild Camera and Instrument Corp.).

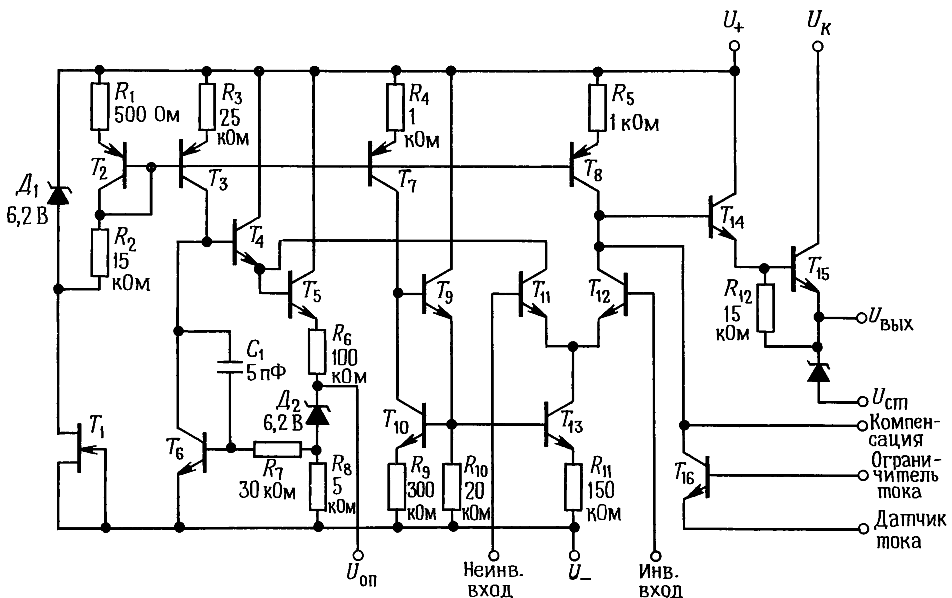


Рис. 6.2. Принципиальная схема стабилизатора 723 (фирма Fairchild Camera and Instrument Corp.).

проста и легко понятна (в отличие от схем внутреннего устройства многих других ИМС).

Сердцем стабилизатора является температурно-компенсированный стабилитронный источник опорного напряжения. Стабилитрон $Д_2$ имеет положительный температурный коэффициент, поэтому его напряжение складывается с перепадом напряжения между базой и эмиттером транзистора T_6 (вспомните: величина $U_{БЭ}$ имеет отрицательный температурный коэффициент около -2 мВ/°С) для опорного напряжения 7,15 В с приблизительно нулевым температурным коэффициентом (обычно 0,003%/°С). Транзисторы $T_4 - T_6$ предназначены для смещения $Д_2$ током $I = U_{БЭ}/R_8$, стабилизированным отрицательной обратной связью по постоянному току, как показано на схеме. Транзисторы T_2 и T_3 образуют несимметричное токовое зеркало для смещения источника опорного напряжения. Ток этих транзисторов устанавливается диодом $Д_1$ и резистором

R_2 (в точке их соединения фиксируется напряжение на 6,2 В ниже U_+), которые, в свою очередь, запитаны током транзистора T_1 – полевого транзистора с p–n-переходом, который работает как источник тока.

Транзисторы T_{11} и T_{12} образуют дифференциальный усилитель (иногда его называют «усилителем сигнала ошибки», если описывают схему в терминах отрицательной обратной связи) – это типичная дифференциальная пара с высоким подавлением синфазных сигналов за счет эмиттерного источника тока T_{13}. Последний входит в половину токового зеркала на T_9, T_{10} и T_{13}, в свою очередь управляемого токовым зеркалом T_7 (T_3, T_7 и T_8,– все эти транзисторы «отражают» ток, задаваемый источником опорного напряжения на $Д_1$; см. разд. 2.14). Коллектор транзистора T_{11} имеет фиксированный положительный потенциал эмиттера T_4, а выходной сигнал усилителя ошибки снимается с коллектора T_{12}. Токовое зеркало T_8 запитывает коллекторную нагрузку T_{12}. Транзистор T_{14} включен вместе с транзистором T_{15} по «неполной» схеме Дарлингтона. Заметьте, что коллектор транзистора T_{15} выведен отдельно, чтобы обеспечить возможность подведения отдельного положительного питания. При включении транзистора T_{16} запираются проходные транзисторы для того, чтобы ограничить выходной ток на безопасном уровне. В отличие от многих более новых схем стабилизаторов ИМС 723 не снабжена встроенными схемами аварийного отключения для защиты от чрезмерных токов нагрузки или слишком большого рассеяния мощности на ИМС. Существуют улучшенные стабилизаторы типа 723, а именно SG3532 и LAS1000 с низковольтными источниками опорного напряжения с малым разбросом (см. разд. 6.15), внутренними ограничителями тока и схемами тепловой защиты.

6.02. Стабилизатор положительного напряжения

На рис. 6.3 показано, как на базе ИМС 723 построить стабилизатор положительного напряжения. Все необходимые элементы, кроме четырех резисторов и двух конденсаторов, содержатся в самой ИМС. Делитель напряжения R_1 R_2 задает часть выходного напряжения, сравниваемую с опорным, а элементы ИМС 723 обеспечивают все остальные функции. Такая схема подобна неинвертирующему

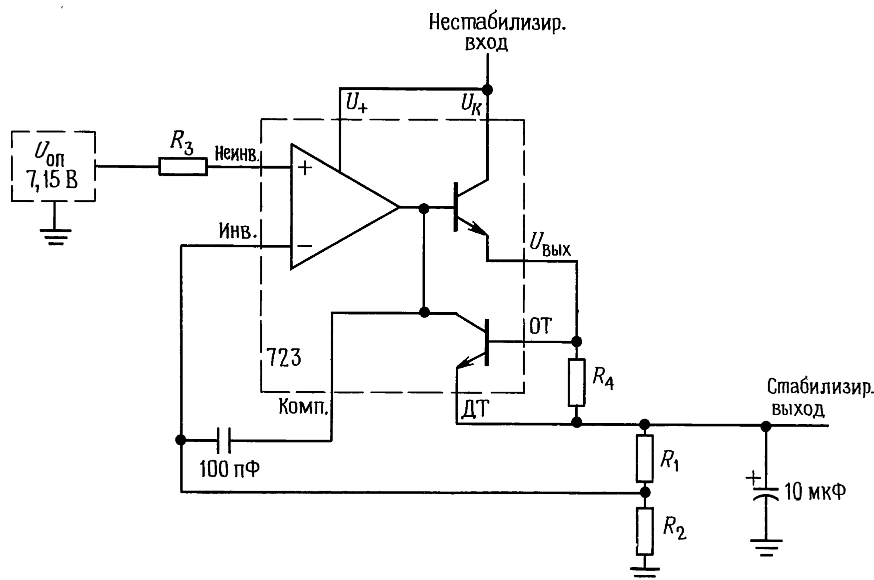


Рис. 6.3. Стабилизатор на ИМС 723 ($U_{вых} > U_{оп}$).

усилителю на ОУ с эмиттерным повторителем на выходе, если напряжение $U_{оп}$ рассматривать в качестве «входного сигнала». Резистор R_4 подбирают так, чтобы падение напряжения на нем при максимально необходимом выходном токе было равно ~ 0,5 В, т.е. напряжению $U_{БЭ}$. Тогда при слишком большом токе это напряжение, приложенное к входам ОТ–ДТ, включит токоограничивающий транзистор (T_{16} на схеме 6.2), запирающий проходной транзистор. Конденсатор емкостью 100 пФ добавлен для обеспечения устойчивости при включении обратной связи. Резистор R_3 (иногда отсутствует) подбирают так, чтобы на входах дифференциального усилителя было бы одно и то же сопротивление. Это делает выходной сигнал нечувствительным к изменениям базовых токов смещения (например, при изменении температуры), подобно тому как это делалось при включении ОУ (см. разд. 4.12).

С помощью этой схемы можно получить любое стабилизированное напряжение питания от $U_{оп}$ до максимально допустимого уровня 37 В. Входное нестабилизированное напряжение (причем с учетом его колебаний) должно на несколько вольт превышать выходное. Для стабилизатора 723 «перепад напряжения», т.е. величина, на которую подводимое напряжение питания должно превышать стабилизированное напряжение на выходе, должен быть не менее 3 В. Это значение типично и для большинства других стабилизаторов. Резисторы R_1 и R_2 обычно переменные или подстраиваемые, чтобы можно было точно установить выходное напряжение. Значение $U_{оп}$ имеет производственный разброс от 6,8 до 7,5 В.

Как правило, выход рекомендуется шунтировать конденсатором емкостью в несколько микрофарад, как показано на схеме. Это сохраняет малые значения полного выходного сопротивления и на высоких частотах, при которых обратная связь становится менее эффективной. Лучше всего конденсатор выбрать в соответствии с рекомендацией изготовителя, иначе могут появиться автоколебания. И вообще, неплохо заземлить по переменному току шины питания во всей запитываемой схеме, применяя для этого керамические конденсаторы 0,01–0,1 мкФ в сочетании с танталовыми или электролитическими 1–10 мкФ.

Для выходных напряжений, меньших $U_{оп}$, надо просто поставить делитель опорного напряжения (рис. 6.4). Тогда напряжение выхода будет сравниваться с нужной долей опорного напряжения.

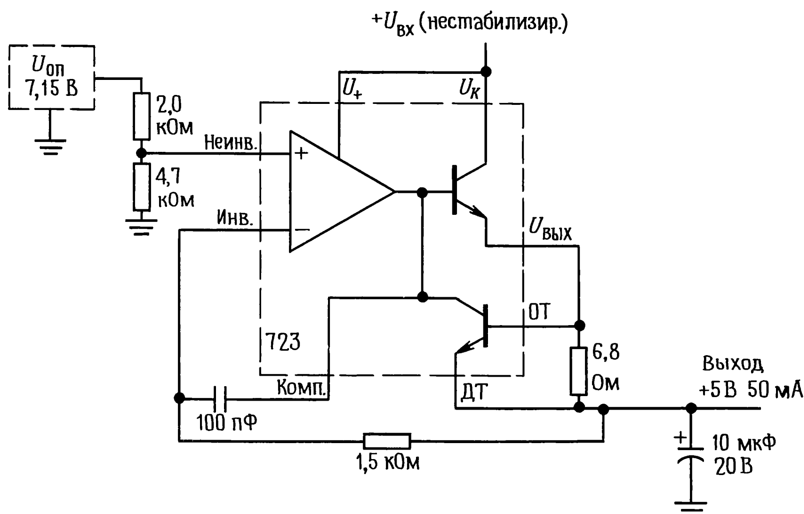


Рис. 6.4. Стабилизатор на ИМС 723 ($U_{вых} < U_{оп}$).

Параметры схемы рис. 6.4 выбраны с расчетом на получение +5 В, 50 мА (максимум). С помощью подобных схем можно получать напряжения от +2 В до $U_{оп}$. Невозможно снизить выходное напряжение ниже +2 В, так как дифференциальный усилитель при уровне входного сигнала меньше 2 В работать не будет. Это задано в спецификации изготовителя (см. табл. 6.9). Напряжение питания схем не должно падать ниже +9,5 В, т. е. уровня, необходимого для питания.

Третий вариант такой схемы используется, когда надо построить стабилизатор с диапазоном выходного напряжения, содержащим $U_{оп}$ (т. е. стабилизатор, способный давать значения выходного напряжения и больше, и меньше $U_{оп}$). В таких случаях нужно сравнивать часть выходного напряжения с долей опорного напряжения $U_{оп}$, которая меньше нижней границы желательного диапазона.

Упражнение 6.1. На основе ИМС 723 спроектируйте стабилизатор, дающий ток нагрузки до 50 мА в диапазоне выходных напряжений от +5 до +10 В. Указание: сравните часть выходного напряжения с 0,5 $U_{оп}$.

6.03. Стабилизаторы с большими выходными токами

Встроенный проходной транзистор ИМС 723 рассчитан на 150 мА максимум, рассеяние мощности не должно превосходить 1 Вт при 25°С (и менее при более высокой окружающей температуре; этот параметр для ИМС 723 должен быть пересчитан с коэффициентом 8,3 мВт/°С на каждый градус превышения температуры окружающей среды 25°С, чтобы температура *p*–*n*-переходов удерживалась в безопасных пределах). Таким образом, стабилизатор на 5 В с напряжением на входе +15 В не может давать ток нагрузки больше 80 мА. Чтобы обеспечить бóльшие токи нагрузки, нужно применять внешние проходные транзисторы. Подключим внешний проходной транзистор так, чтобы он образовал со встроенным транзистором пару Дарлингтона (рис. 6.5). Транзистор T_1 – внешний проходной транзистор; он должен быть снабжен радиатором – чаще всего это ребристая металлическая пластина – для отвода

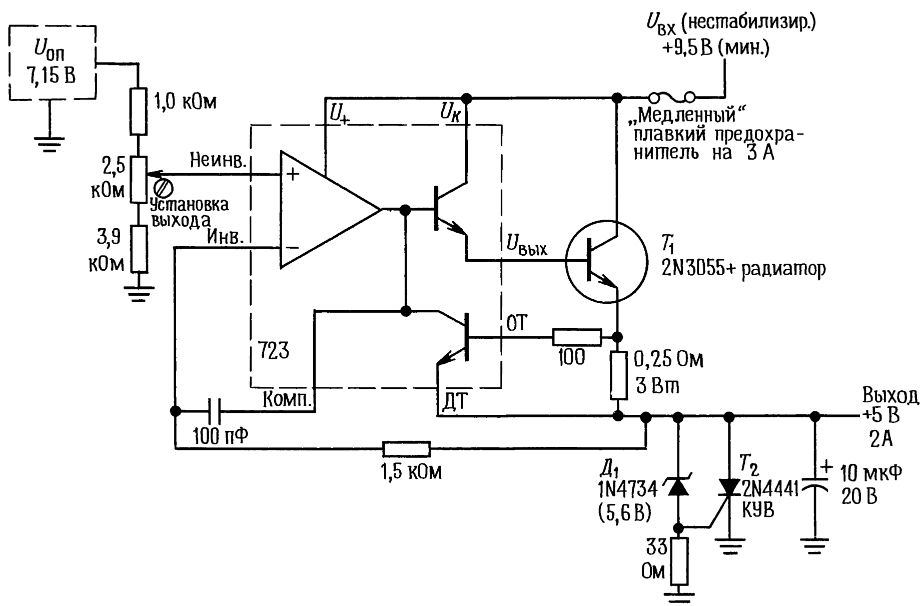


Рис. 6.5. Стабилизатор на +5 В с внешними проходным транзистором и защитой.

тепла (можно и по-другому: поместить транзистор на одной из стенок металлического корпуса блока питания). С вопросами теплового режима мы будем иметь дело в следующем разделе. Подстроечный потенциометр применен для точного выставления +5 В на выходе; диапазон подстройки должен быть достаточным для компенсации допуска на сопротивления резисторов, а также призводственного разброса $U_{оп}$ (рассматривается наихудший случай). В данном случае диапазон настройки выходного напряжения находится в пределах ±1 В от номинала. Заметьте, что для получения тока нагрузки 2 А или около этого необходим мощный токоограничивающий резистор с низким сопротивлением.

Падение напряжения на проходном транзисторе. Одна из проблем при построении этой схемы – большое рассеяние мощности на проходном транзисторе (по крайней мере 10 Вт при полном токе нагрузки). Этого не избежать, если ИМС стабилизатора питается от нестабилизированного источника, поскольку в этом случае ему нужен «запас сверху» в несколько вольт (определяемый минимальным падением напряжения). Если использовать для ИМС 723 отдельный слаботочный источник питания (например, +12 В), то минимум нестабилизированного напряжения питания на внешнем проходном транзисторе может всего лишь на 1 В превышать стабилизированное напряжение на выходе, но лучше все же иметь запас хоть несколько вольт, так как в жестких условиях эксплуатации требуется нормальная работа даже при 20%-ном снижении напряжения в сети переменного тока.

Защита нагрузки по напряжению. В схеме рис. 6.5 предусмотрена также защита нагрузки от слишком больших напряжений, состоящая из $Д_1$, T_2 и резистора 33 Ом. Назначение этой схемы – закорачивать выход, если из-за какой-либо неисправности стабилизатора выходное напряжение последнего выше 6,2 В (это может случиться, если отключится один из выводов резисторов делителя или откажет какой-нибудь элемент схемы 723). T_2 – это КУВ (кремниевый управляемый выпрямитель, тиристор) – прибор, ток в котором нормально отсутствует до тех пор, пока переход управляющий электрод – катод не получит прямое смещение. После этого прибор включается (входит в насыщение), и, однажды включившись, не выключится, пока анодный ток не будет прерван извне. В нашем случае через управляющий электрод пройдет ток, если выходное напряжение окажется больше напряжения стабилитрона $Д_1$ плюс перепад на p–n-переходе. Когда это произойдет, в стабилизаторе включится схема ограничения тока и КУВ будет удерживать выходное напряжение около уровня земли. Если неисправность, приведшая к ненормальному повышению выходного напряжения, к тому же вывела из строя токоограничивающую схему (например, у транзистора T_1 замкнулся коллектор на эмиттер), то схема защиты будет отбирать очень большой ток. Поэтому где-нибудь в цепи питания надо поставить плавкий предохранитель, как показано на схеме. Подробнее схемы защиты от превышения напряжений рассмотрены в разд. 6.06.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ТЕПЛООТВОДА МОЩНЫХ СХЕМ

6.04. Мощные транзисторы и отвод тепла

Часто необходимо, как мы видели в приведенных выше схемах, использовать мощные транзисторы или другие сильноточные устройства, такие, как КУВ или силовые выпрямители, рассеивающие мощности во много ватт. Недорогой и очень распространенный мощный транзистор 2*N*3055, правильно смонтированный, рассеивает мощность до 115 Вт. Все мощные устройства выпускаются в корпусах, обеспечивающих тепловой контакт между их металлической поверхностью и внешним радиатором. Во многих случаях металлическая поверхность устройства связана электрически с одним из выводов (например, у мощного транзистора она всегда связана с коллектором).

Таблица 6.1. Мощные биполярные транзисторы

$n-p-n$	$p-n-p$	Корпус [1]	$U_{КЭ}$ (макс.), В	$I_К$ (макс.), А	$h_{21Э}$ (тип.)	$I_К$ [2], А	$f_{ген}$, МГц	$C_{КБ}$ [3], пФ (тип.)	$P_{расс}$ (T = 25°C), Вт	$\Theta_{пк}$, °C/Вт	$T_{пер}$ (макс.), °C	Примечания
Одиночные мощные: $U_{КЭнас} = 0{,}4$ **В** (тип.); $U_{БЭвкл} = 0{,}8$ **В** (тип.)												
2N5191	2N5194	A	60	4	100	0,2	2	80	40	3,1	150	Низкая цена, многоцелевой
2N5979	2N5976	B	80	5	50	0,5	2	60	70	1,8	150	
2N3055	MJ2955	TO-3	60	15	50	2	2,5	125	115	1,5	200	Металлический, промышленного назначения
MJE3055	MJE2955	B	60	10	50	2	2,5	125	90	1,4	150	Пластмассовый, промышленного назначения
2N5886	2N5884	TO-3	80	25	50	10	4	400	200	0,9	200	
2N5686	2N5684	TO-3	80	50	30	25	2	700	300	0,6	200	Для ультрамощных схем
2N6338	2N6437	TO-3	100	25	50	8	40	200	200	0,9	200	Преимущественно для усилителей НЧ
2N6275	2N6379	TO-3	120	50	50	20	30	400	250	0,7	200	То же
Составные мощные (Дарлингтона): $U_{КЭнас} = 0{,}8$ В (тип.); $U_{БЭвкл} = 1{,}4$ В (тип.)												
2N6038	2N6035	A	60	4	2000	2	—	30	40	3,1	150	Дешевый
2N6044	2N6041	B	80	8	2500	4	4	80	75	1,7	150	
2N6059	2N6052	TO-3	100	12	3500	5	4	100	150	1,2	200	
2N6284	2N6287	TO-3	100	20	3000	10	4	150	160	1,1	200	Сильноточный

[1] A – малый пластмассовый мощный корпус (TO-126); **B** – большой пластмассовый мощный корпус (TO-127). [2] Ток измерения $h_{21Э}$. [3] $C_{КБ}$ $(n-p-n)$ при $U_{КБ} = 10$ **В**; $C_{КБ}$ $(p-n-p) \approx 2C_{КБ}$ $(n-p-n)$.

В принципе задача теплоотвода – удержать переходы транзисторов или других устройств при температуре, не превышающей указанной для них максимальной рабочей температуры. Для кремниевых транзисторов в металлических корпусах максимальная температура переходов обычно равна 200°С, а для транзисторов в пластмассовых корпусах равна 150°С. В табл. 6.1 приведены некоторые часто применяемые типы мощных транзисторов и указаны их температурные параметры. Зная эти параметры, проектировать теплоотвод просто: зная мощность, которую прибор будет рассеивать в данной схеме, подсчитываем температуру переходов с учетом теплопроводности транзистора, радиатора и максимальной рабочей температуры окружающей транзистор среды. Затем выбираем такой радиатор, чтобы температура переходов была намного ниже указанной изготовителем максимальной. Здесь разумно перестраховаться, так как при температурах, близких к максимальной, транзистор быстро выходит из строя.

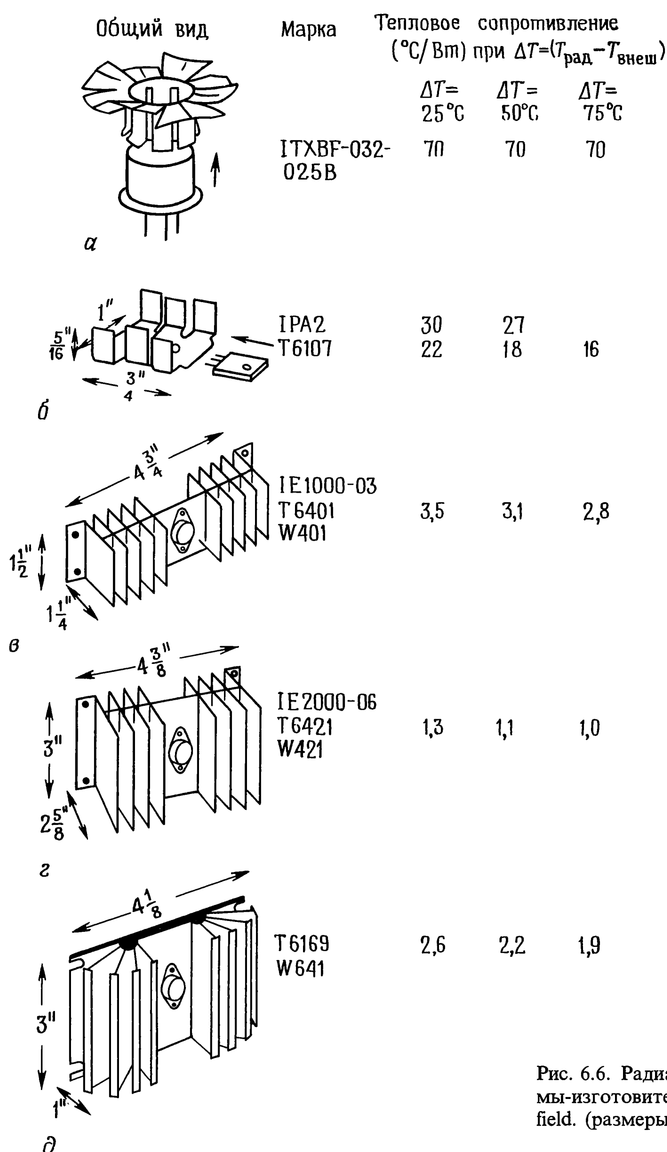
Тепловое сопротивление. При расчете радиатора используют тепловое сопротивление θ, которое равняется отношению величины перепада температур в градусах к передаваемой мощности. Если теплопередача происходит только путем теплопроводности, то тепловое сопротивление – величина постоянная, не зависящая от температуры, а зависящая только от устройства теплового контакта. Для последовательного ряда тепловых контактов общее температурное сопротивление равно сумме тепловых сопротивлений отдельных соединений. Таким образом, для транзистора, смонтированного на радиаторе, общее тепловое сопротивление передаче тепла от $p-n$-перехода на внешнюю среду равно сумме тепловых сопротивлений переход – корпус $\theta_{пк}$, соединения корпус – радиатор $\theta_{кр}$ и перехода радиатор – среда $\theta_{рс}$. Таким образом, температура $p-n$-перехода будет равна

$$T_п = T_с + (\theta_{пк} + \theta_{кр} + \theta_{рс})\, P,$$

где P – рассеиваемая мощность.

Рассмотрим пример. Приведенная ранее схема источника питания с внешним проходным транзистором имеет максимум рассеиваемой на транзисторе мощности 20 Вт при нестабилизированном входном напряжении +15 В (10 В падения напряжения, 2 А). Предположим, что эта схема должна работать при окружающей температуре 50°С – не так уж невероятно для компактно расположенного электронного оборудования,– и постараемся удержать температуру переходов ниже 150°С, т. е. намного ниже, чем указанные изготовителем 200°С. Тепловое сопротивление от перехода к корпусу равно 1,5 °С/Вт. Мощный транзистор в корпусе ТО-3, смонтированный со специальной прокладкой, обеспечивающей электрическую изоляцию и тепловой контакт, имеет тепловое сопротивление от корпуса к радиатору порядка 0,3 °С/Вт. И наконец, радиатор фирмы Wakefield, модель 641 (рис. 6.6), имеет тепловое сопротивление на границе с внешней средой порядка 2,3 °С/Вт. Поэтому общее тепловое сопротивление между $p-n$-переходом и внешней средой будет равно 4,1 °С/Вт. При рассеиваемой мощности 20 Вт температура перехода будет на 84°С выше температуры окружающей среды, т. е. будет равна 134°С (при максимальной внешней температуре для данного случая). Итак, выбранный радиатор пригоден, а если необходимо сэкономить пространство, то можно выбрать и несколько меньший.

Замечания о радиаторах. 1. В схемах, где рассеиваются большие мощности, например несколько сотен ватт, может понадобиться принудительное воздушное охлаждение. Для этого выпускаются большие радиаторы, предназначенные для работы с вентиляторами и имеющие очень низкое тепловое сопротивление от радиатора к внешней среде – от 0,05 до 0,2 °С/Вт.
2. Если транзистор должен быть электрически изолирован от радиатора, как это обычно и необходимо, особенно если несколько транзисторов установлено на одном радиаторе, то используют тонкие изолирующие прокладки между транзисторами и радиаторами, а также изолирующие вкладыши для монтажных винтов. Прокладки выпускаются под стан-



Общий вид	Марка	Тепловое сопротивление (°С/Вт) при $\Delta T=(T_{рад}-T_{внеш})$		
		$\Delta T=$ 25 °С	$\Delta T=$ 50 °С	$\Delta T=$ 75 °С
а	ITXBF-032-025B	70	70	70
б	IPA2	30	27	
	T6107	22	18	16
в	IE1000-03 T6401 W401	3,5	3,1	2,8
г	IE2000-06 T6421 W421	1,3	1,1	1,0
д	T6169 W641	2,6	2,2	1,9

Рис. 6.6. Радиаторы для мощных транзисторов. Фирмы-изготовители: *I* – IERC, *T* – Thermalloy, *W* – Wakefield. (размеры даны в дюймах, 1" = 25,4 мм).

дартные транзисторные корпусы и делаются из слюды, изолированного алюминия и двуокиси бериллия BeO_2. При использовании теплопроводящей смазки они создают дополнительное тепловое сопротивление от 0,14 °С/Вт (бериллиевые) до 0,5 °С/Вт. Хорошей альтернативой классическому сочетанию прокладка из слюды плюс смазка могут служить изоляторы на основе кремнийорганических соединений без использования смазки с дисперсионным покрытием теплопроводным компаундом; обычно это нитрид бора или окись алюминия. Эти изоляторы чисты и сухи, удобны в употреблении, вам не грозит испачкать руки, одежду и электронику белым липким веществом, к тому же вы экономите уйму времени. Тепловое сопротивление этих изоляторов составляет 0,2–0,4 °С/Вт, т. е. вполне сравнимое с величинами «грязного» метода. Фирма Bergquist называет свою продукцию "Sil –

Pad", Chomerics – "Cho – Therm", продукция SPC известна под названием "Koolex", а Thermalloy называет свою "Thermasil". Мы в своей работе с успехом используем все эти изоляторы.

3. Малые радиаторы выпускаются в виде простых насадок на малогабаритные корпусы транзисторов (подобные стандартному ТО-5). В случае малой рассеиваемой мощности (1–2 Вт) этого вполне достаточно и не надо мучиться, монтируя транзистор куда-то на радиатор, а потом тащить от него провода обратно к схеме (пример см. на рис. 6.6). Кроме того, существуют различные типы малых радиаторов для работы с мощными ИМС в пластмассовых корпусах (многие стабилизаторы, а также мощные транзисторы имеют такие корпуса), которые монтируются прямо на плату под корпус ИМС. Это очень удобно в схемах, где рассеивается мощность не больше нескольких ватт (пример см. также на рис. 6.6).

4. Иногда удобно монтировать мощный транзистор прямо на шасси или корпус прибора. В этом случае лучше использовать консервативный метод проектирования (корпус должен оставаться холодным), так как нагретый корпус нагреет и другие элементы схемы и сократит их сроки службы.

5. Если транзистор смонтирован на радиаторе без изоляции, то надо изолировать радиатор от шасси. Применение изолирующих прокладок рекомендуется всегда (например, модель Wakefield 103), если, конечно, корпус транзистора не заземлен по идее. Если транзистор изолирован от радиатора, то радиатор можно закрепить прямо на шасси. Но если транзистор выступает наружу из прибора (скажем, радиатор его смонтирован на внешней стороне задней стенки), то имеет смысл изолировать этот транзистор, чтобы никто до него случайно не дотронулся и не замкнул на землю (изолировать можно, например, прокладкой Thermalloy 8903N).

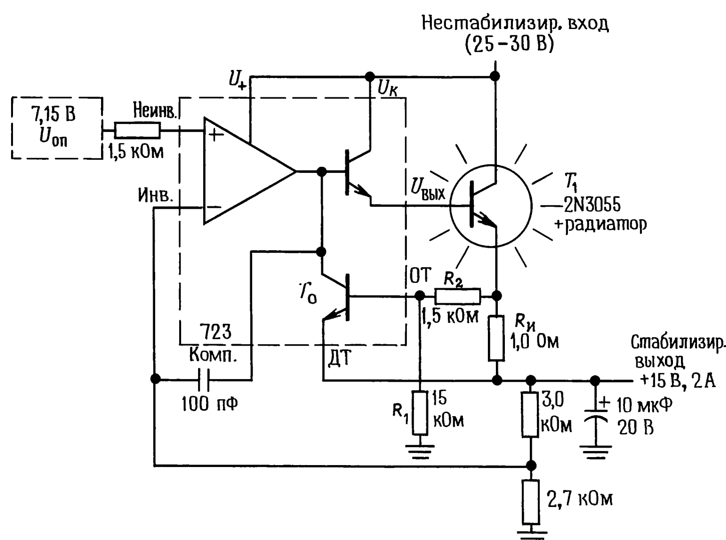
6. Тепловое сопротивление радиатор – внешняя среда обычно указывается, когда ребра радиатора установлены вертикально и обдуваются воздухом без помех. Если же радиатор установлен как-нибудь по-другому или есть препятствия на пути потока воздуха, то эффективность радиатора снижается (повышается тепловое сопротивление); лучше всего монтировать радиатор на задней стенке прибора, ставя ребро вертикально.

Упражнение 6.2. Транзистор 2N5320, имеющий тепловое сопротивление переход – корпус 17,5 °С/Вт, снабжен съемным радиатором типа IERC TXBF (см. рис. 6.6). Максимальная допустимая температура перехода 200°С. Какая мощность может рассеиваться такой конструкцией при внешней температуре 25°С? Как эта мощность уменьшается с каждым градусом увеличения температуры окружающей среды?

6.05. Ограничители тока с обратным наклоном характеристики

Для стабилизатора с простым ограничением тока рассеяние мощности на транзисторе будет максимальным, если выход закорочен на землю (случайно или из-за нарушения нормального функционирования схемы), и эта мощность рассеяния обычно превосходит мощность при номинальной нагрузке. Например, проходной транзистор в рассмотренном нами стабилизаторе, дающем +5 В при токе 2 А, будет при закороченном выходе рассеивать мощность 30 Вт (на входе +15 В, ток 2 А), а при номинальной нагрузке – 20 Вт в худшем случае (перепад напряжений 10 В при токе 2 А). Еще хуже обстоит дело для схем, в которых напряжение, падающее на проходном транзисторе, представляет собой небольшую часть выходного напряжения. Например, в стабилизаторе, дающем +15 В при 2 А от нестабилизированного питания +25 В, рассеиваемая мощность изменяется от 20 Вт (на полной нагрузке) до 50 Вт (при коротком замыкании).

С аналогичной проблемой мы сталкиваемся при работе с пушпульными усилителями мощности. При нормальных условиях мы имеем максимальный ток нагрузки при минимальном напряжении на транзисторе (амплитуда выходного сигнала около максимальной), и, наоборот, при значении тока нагрузки, близком к нулю (нулевое напряжение на выходе), напряжение на транзисторе будет максимальным. В случае короткого замыкания мы имеем



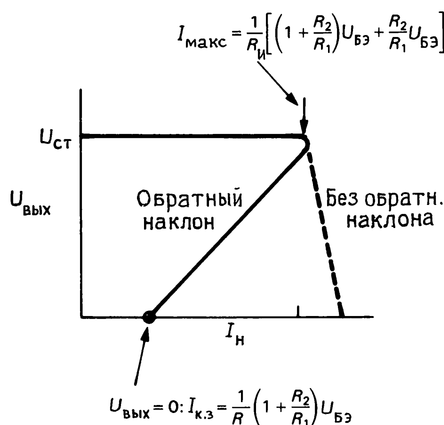


Рис. 6.7. Мощный стабилизатор, снабженный схемой ограничения тока с обратным наклоном характеристики. *а*–схема; *б*–зависимость выходного напряжения от тока нагрузки. $I_{макс}/I_{к.з} = 1 + [R_2/(R_1 + R_2)]\ U_{ст}/U_{БЭ}$.

максимальный ток нагрузки в самый неподходящий момент, а именно при напряжении на транзисторе, равном полному напряжению питания. В результате мощность рассеяния на транзисторе намного превышает нормальную.

Лобовое решение этой проблемы–применение массивных радиаторов и транзисторов с большой расчетной мощностью, работающих в далекой от опасной области характеристик (см. разд. 6.07). Но даже и в этом случае нехорошо, что в аварийных условиях в схеме будет протекать слишком большой ток, поскольку могут выйти из строя другие элементы. Лучше применить метод ограничения с обратным наклоном токовой нагрузочной характеристики, при которой выходной ток уменьшается в условиях короткого замыкания или перегрузки. Идея метода видна из схемы рис. 6.7–опять же на примере стабилизатора 723 с внешним проходным транзистором.

Делитель в цепи базы транзистора T_0 обеспечивает обратный наклон характеристики при коротком замыкании. При нормальном значении напряжения выхода +15 В ток в схеме ограничен величиной

порядка 2 А, так как напряжение на базе транзистора T_0 равно +15,5 В, а на эмиттере +15 В (при повышенной температуре, при которой чип стабилизатора обычно работает, $U_{БЭ}$ равно ~ 0,5 В). Ток короткого замыкания будет меньше; при выходе, замкнутом на землю, выходной ток будет ~ 0,5 А, а рассеиваемая на транзисторе T_1 мощность будет меньше, чем при полной нагрузке. Это очень хорошо, так как нет необходимости проектировать теплоотвод с запасом, достаточно его рассчитать только для случая полной нагрузки. Величина тока короткого замыкания при заданном токе полной нагрузки определяется выбором номиналов резисторов токоограничивающей схемы. Предупреждение: будьте осторожны при выборе значения тока короткого замыкания! Если переусердствовать, то можно построить источник питания, который «не запустится» на номинальную нагрузку. Ток короткого замыкания не должен быть слишком малым: приблизительно одна треть тока максимальной нагрузки при полном выходном напряжении.

Упражнение 6.3. Проектируйте стабилизатор с внешним проходным транзистором и обратным наклоном характеристики при коротком замыкании, который даст ток 1 А при стабилизированном напряжении на выходе +5 В и всего лишь 0,4 А при коротком замыкании выхода.

6.06. Защита от больших напряжений

Как было отмечено в разд. 6.03, полезно на выходе стабилизированного источника питания иметь какую-нибудь защиту от превышения номинального напряжения. Рассмотрим, например, источник питания +5 В, питающий большую цифровую систему (мы встретим много таких примеров после гл. 7). Входное напряжение стабилизатора может быть от +10 до +15 В. Если проходной транзистор выйдет из строя и коллектор замкнется на эмиттер (обычная неисправность), то все нестабилизированное напряжение будет приложено к питаемой схеме и результаты будут разрушительны. Хотя предохранитель, возможно, и расплавится, но вообще-то предохранитель и кремниевые элементы в схеме будут соревноваться – кто быстрее выйдет из строя, – и скорее всего предохранитель расплавится позже. Эта проблема особенно серьезна для логических схем ТТЛ, которым требуется питание +5 В и которые не могут выдерживать больше 7 В. Другая опасная ситуация создается при работе от «стендового» источника питания с широким диапазоном выходных напряжений, имеющего нестабилизированное входное напряжение 40 В или выше, независимо от значения выходного напряжения.

Датчик перенапряжений на стабилитроне. На рис. 6.8 показана известная схема защиты, которая выпускается также в виде модуля фирмами Lambda (тип *L*-6-OV-5) и Motorola (MPC2004). Ее вставляют между выходом стабилизатора и землей. Если напряжение на выходе стабилизатора превзойдет пробивное напряжение стабилитрона и прямое напряжение на диоде (для изображенной схемы – порядка 6,2 В), КУВ включится и останется в этом состоянии до тех пор, пока его анодный ток не упадет до нескольких миллиампер. Недорогой КУВ типа 2N4441 может отводить ток 5 А постоянно и выдерживать всплески тока до 80 А, перепад напряжения на нем в проводящем состоянии обычно равен 1 В при 5 А. Резистор 68 Ом должен обеспечить нормальный ток стабилитрона (10 мА) при включении КУВ, а конденсатор добавлен, чтобы схема защиты не срабатывала от безвредных коротких всплесков напряжения.

Описанная схема, как и все схемы защиты подобного типа, жестко устанавливает при срабатывании по напряжению на выводах источника питания напряжение «короткого замыкания» 1 В, и может быть выключена только при отключении пита-

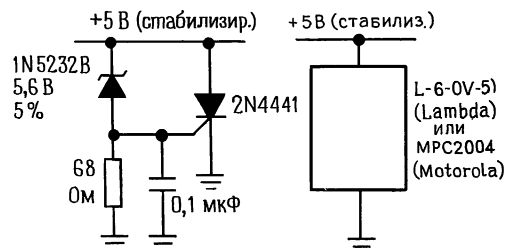


Рис. 6.8. Защита от перенапряжения.

ния. Так как на КУВ в проводящем состоянии падает небольшое напряжение, нет проблем с перегревом самой схемы защиты, поэтому такая схема защиты надежна. Важно только, чтобы источник стабилизированного питания имел какую-нибудь токоограничивающую схему или хотя бы плавкий предохранитель на случай короткого замыкания. Могут появиться проблемы с перегревом самого стабилизатора при срабатывании схемы защиты. Если он содержит внутреннюю токоограничивающую схему, то плавкий предохранитель не сработает и источник питания так и будет сидеть на схеме защиты с низким напряжением на выходе, пока кто-нибудь этого не заметит. Здесь хорошо применить схему защиты от короткого замыкания с обратным наклоном характеристики.

С этой простой схемой защиты связано несколько вопросов, в основном по поводу выбора напряжения стабилитрона. Последние выпускаются только на определенные значения пробивного напряжения, задаваемого, вообще говоря, с большим допуском, и часто не имеют резкого излома на вольт-амперной характеристике. Вместе с тем желаемое напряжение срабатывания схемы защиты может быть задано с довольно жестким допуском. Рассмотрим источник питания 5 В, питающий цифровую логическую схему. Обычный допуск напряжения питания составляет 5–10% от номинала, таким образом напряжение срабатывания схемы защиты не может быть ниже 5,5 В. Эту цифру еще нужно увеличить из-за переходных процессов в источнике питания: при резком изменении тока нагрузки может произойти скачок напряжения – всплеск и вслед за ним затухающие пульсации. Эта проблема усугубляется, если измерительные элементы отдалены и подсоединены длинными проводами (индуктивность). Получающиеся колебания накладывают динамические помехи на уровень выходного напряжения, и схема защиты не должна срабатывать. Поэтому ее напряжение срабатывания не должно быть меньше 6 В, с другой стороны, оно не должно превосходить 7 В во избежание повреждений логических схем. И вот когда вы начнете обдумывать схему с учетом допусков стабилитронов, конкретных значений их номинальных напряжений и допусков напряжения срабатывания КУВ, то вам приходится решать хитрую задачу. В схеме рис. 6.8 напряжение срабатывания может оказаться от 5,9 до 6,6 В даже при использовании обозначенного на схеме сравнительно дорогого 5%-ного стабилитрона.

ИС-датчик перенапряжений. Проблемы, возникающие при построении простой схемы защиты на стабилитроне и КУВ (плохая предсказуемость и отсутствие подстройки), превосходно решаются при использовании специальной триггерной ИМС защиты, такой, например, как MC3423-5, TL431 или MC34061-2. Это недорогие ИМС в удобных корпусах (8-штырьковом мини-DIP или 3-выводном TO-92), напрямую управляющие КУВ и очень простые в использовании. Например, ИМС MC3425 имеет регулируемые порог и время срабатывания, а также имеет вывод для сигнализации о недопустимом уменьшении напряжения питания (очень удобно для схем с микропроцессорами). ИМС содержит встроенный источник опорного напряжения, несколько компараторов и драйверов, и для построения всей схемы защиты требуется еще только два внешних резистора, КУВ и конденсатор (необязательно). Эти ИМС защиты относятся к классу схем «слежения за источником питания», куда входят такие сложные ИМС, как MAX691, которые не только воспринимают падение напряжения, но и переключаются на батарейное питание в случае отключения питания в сети переменного тока, генерируют сигнал обратного переключения при восстановлении нормального питания и непрерывно контролируют отсутствие замыкания в схеме микропроцессора.

Модули защиты. Зачем что-то строить, если можно это купить?! С точки зрения разработчика самой простой схемой защиты является приспособление с двумя выводами, у которого на крышке написано «защита». Вы можете купить такие устройства у фирм Lambda или Motorola,

которые предлагают серию модулей защиты от перенапряжения в нескольких диапазонах по току. Вы только выбираете необходимые вам номинальные напряжения и ток и подсоединяете защиту на выход стабилизированного источника питания постоянного тока. Например, самые маленькие устройства такого типа, выпускаемые фирмой Lambda, рассчитаны максимум на 2 А при следующем наборе фиксированных значений напряжения: 5, 6, 12, 15, 18, 20 и 24 В. Они выпускаются в монолитном исполнении в корпусе TO-66 (малый металлический корпус для мощных транзисторов) и стоит 2,5 долл. за шт. Монолитные ИМС фирмы Lambda на 6 А выпускаются в корпусе TO-3 (большой металлический корпус для мощных транзисторов) по цене 5 долл. за штуку. Выпускаются также гибридные ИМС защиты на 12, 20 и 35 А. Вся серия MPC2000 (Motorola) выпускается в монолитном исполнении (только 5, 12 и 15 В, рассчитанные на номинальный ток 7,5, 15 или 35 А). Первые два номинала выпускаются в корпусе TO-220 (мощный пластмассовый), последний (только на 5 В) – в корпусе TO-3 (мощный металлический). Цены неправдоподобно низкие – при покупке небольшими партиями ИМС этих трех номиналов по току стоят всего лишь по 1,96, 2,36 и 6,08 долл. соответственно. Эти схемы защиты имеют одну приятную особенность – у них высокая точность; например, 5-вольтовое устройство фирмы Lambda имеет точку срабатывания 6,6 ± 0,2 В.

Ограничители. Другое возможное решение вопроса защиты от перенапряжения – установка мощного стабилитрона или его аналога параллельно выходу источника питания. Это снимает вопрос о срабатывании на всплесках, так как стабилитрон немедленно перестает проводить, как только исчезает «лишнее» напряжение (не то что КУВ, у которого память, как у слона). На рис. 6.9 показана схема «активного стабилитрона». К сожалению, схема защиты на мощном стабилитроне также имеет свои недостатки. Если стабилизатор выйдет из строя, схеме защиты придется справляться с рассеянием большой

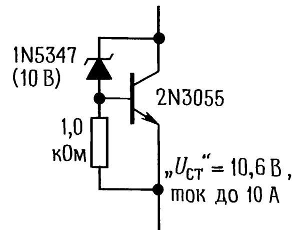


Рис. 6.9. Мощный «активный» стабилитрон.

мощности ($U_{ст} I_{огр}$) и она сама может выйти из строя. Это и случалось, например, с серийным источником питания для магнитного диска на напряжение 15 В и ток 4 А. Когда в нем портился проходной транзистор, на стабилитроне 16 В, 50 Вт рассеивалась мощность больше расчетной и он тоже выходил из строя.

6.07. Специальные вопросы проектирования сильноточных источников питания

Использование отдельных нестабилизированных источников для питания сильноточных цепей. Как уже упоминалось в разд. 6.03, хорошо, как правило, использовать отдельный источник для стабилитрона в мощном источнике питания. Таким путем рассеивание мощности на проходном транзисторе можно свести к минимуму, поскольку нестабилизированное напряжение, которое подается на проходной транзистор, может быть выбрано точно таким, какое нужно для достаточного «запаса сверху» (стабилизаторы типа 723 имеют для этой цели выводы питания U_+). Например, стабилизатор, дающий на выходе +5 В, 10 А, может работать от входного напряжения 10 В с размахом пульсаций около 1–2 В и отдельного источника питания +15 В для питания элементов стабилизатора (опорный источник, усилитель ошибки и т.д.). Как говорилось выше, нестабилизированное входное напряжение должно быть выбрано достаточно большим в расчете на наихудший случай напряжения в силовой линии переменного тока (200 В), а также на допуски параметров трансформатора и конденсатора.

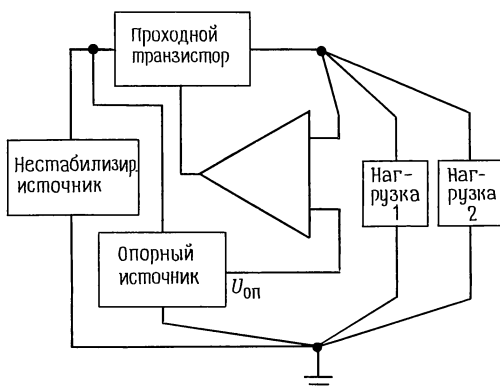


Рис. 6.10. Заземление питания в общей точке («Мекка» заземления).

Линии связей. Для источников питания с большим выходным током или источников прецизионного напряжения следует тщательно продумать линии соединений в самом стабилизаторе и между стабилизатором и его нагрузкой. Если несколько различных приборов работают в качестве нагрузки одного стабилизатора, то все они должны присоединяться к источнику питания в точке, в которой подключен и датчик выходного напряжения стабилизатора, иначе флуктуации тока в одной из нагрузок повлияют на напряжение, поступающее к остальным нагрузкам (рис. 6.10).

В действительности хорошо иметь, как показано на схеме, общую точку заземления («Мекка») для нестабилизированного питания, опорного источника и т. д. Проблему падения напряжения в соединительных проводах между источником питания и нагрузкой с большим током иногда можно решить путем вынесения измерительных элементов: клеммы, ведущие обратно к усилителю ошибки и опорному источнику, выводятся отдельно на клеммную колодку источника питания и могут или присоединяться к выходам стабилизированного напряжения прямо на этом месте (обычный способ), или от них могут быть проложены шины дальше и присоединены к нагрузке рядом с выводами напряжения питания (этот способ требует наличия четерых проводов, два из которых должны быть расчитаны на большие токи нагрузки). У большинства серийных источников питания имеется перемычка на задней стенке, соединяющей измерительные входы стабилизатора с его выходом, которую можно убрать для «вынесения» измерительных входов. Аналогично включаются четырехпроводные резисторы для измерения тока нагрузки при построении источников питания с точно удерживаемым постоянным значением тока в нагрузке. Более подробно об этом описано в разд. 6.24.

Параллельное включение проходных транзисторов. Если от источника питания требуются большие значения выходного тока, то приходится применять несколько проходных транзисторов, соединенных параллельно. При этом из-за разброса параметра $U_{БЭ}$ приходится последовательно с эмиттером каждого из них ставить небольшой резистор, как показано на рис. 6.11. Эти резисторы приблизительно одинаково распределяют ток между проходными транзисторами. Значение R выбирается таким, чтобы падение напряжения на резисторе было ~0,2 В при максимальном значении выходного тока. Мощные ПТ могут быть соединены параллельно без дополнительных элементов благодаря отрицательному наклону зависимости их тока стока от температуры (рис. 3.13).

Область безопасной работы (ОБР). Последнее замечание о мощных транзисторах: явление, известное как «лавинный пробой», ограничивает одновременно и

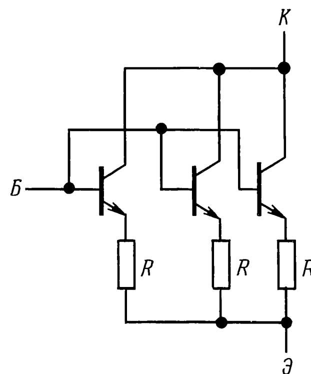


Рис. 6.11. Применение «балластных» эмиттерных резисторов при параллельном включении мощных биполярных транзисторов.

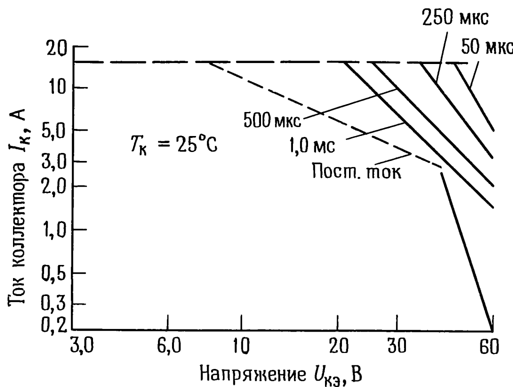


Рис. 6.12. Область безопасной работы мощного биполярного транзистора 2N3055 (с разрешения Motorola, Inc.). — — — ограничен сечением выводов; – – – температурное ограничение $T_к = 250°С$ (отдельные импульсы); ———— ограничение лавинного пробоя.

ток, и напряжение, которое может быть приложено к любому конкретному транзистору, поэтому изготовителем указывается область безопасной работы (это совокупность диапазонов безопасных напряжений при данном токе в зависимости от времени его протекания). Лавинный пробой связан с образованием «горячих точек» в транзисторных переходах и возникающем вследствие этого неравномерном распределении полного тока нагрузки. Этот факт накладывает на ток коллектора более жесткие ограничения, чем максимум рассеиваемой мощности (кроме случаев малых напряжений между коллектором и эмиттером). На рис. 6.12 показана область безопасной работы для широко применяемого транзистора 2N3055. При $U_{КЭ} > 40$ В лавинный пробой ограничивает постоянный ток коллектора до величин меньших, чем позволяет максимальное значение рассеиваемой мощности (115 Вт). На рис. 6.13 показана область безопасной работы для двух подобных друг другу мощных высокочастотных транзисторов: биполярного n–p–n-транзистора 2N6274 и n-канального МОП-транзистора VNE003A. При $U_{КЭ} > 10$ В лавинный пробой ограничивает постоянный ток коллектора n–p–n-транзистора значениями, соответствующими мощности рассеяния меньшей, чем максимально допустимая паспортная величина 250 Вт. Эта проблема не столь серьезна для коротких импульсов и фактически перестает просматриваться при длительности импульсов менее 1 мс. Обратите внимание на то, что МОП-транзистор не подвержен лавинному пробою; его ОБР ограничена максимально допустимым током (ограничение вносит сечение проводников, а их сопротивление для коротких импульсов тока выше, чем на постоянном токе), допустимой мощностью рассеяния и максимально до-

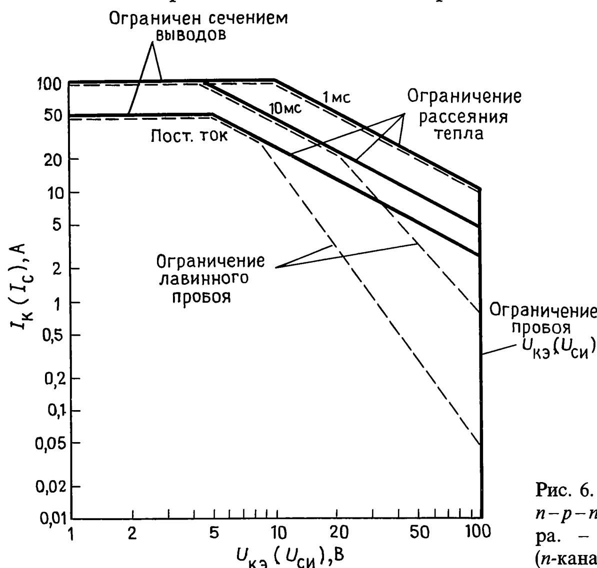


Рис. 6.13. Сравнение ОБР мощного биполярного n–p–n-транзистора и n-канального МОП-транзистора. – – – 2N6274 (*npn*); ———— VNE003A (n-канальный МОП).

пустимым напряжением затвор–исток. Более подробно об этом сказано в гл. 3, там где рассматриваются мощные транзисторы.

6.08. Программируемые источники питания

Часто возникает необходимость в наличии такого источника питания, который можно регулировать вплоть до нулевого напряжения, особенно в случае стендовых источников, где такая гибкость существенна. Кроме того, часто целесообразно «программировать» выходное напряжение каким-либо другим напряжением, цифровым кодом или, например, ручным переключателем. На рис. 6.14 показана классическая схема источника питания, допускающая регулировку $U_{вых}$ вплоть до нулевого (в отличие от схем, использующих ИМС 723). Отдельный расщепленный источник питания питает стабилизатор и дает точное опорное отрицательное напряжение (об опорных источниках подробнее см. разд. 6.14 и 6.15). Резистор R_1 служит для установки выходного напряжения, и, так как инвертирующий вход потенциально заземлен, оно может меняться до нуля (при нулевом сопротивлении R_1). Поэтому когда схема стабилизатора (это может быть интегральная схема или собранная из отдельных элементов)

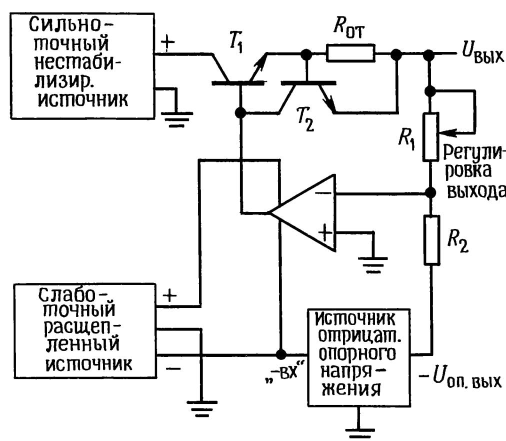


Рис. 6.14. Стабилизатор с регулируемым до 0 В выходом.

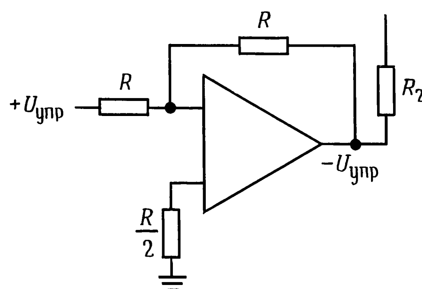


Рис. 6.15.

питается от расщепленного источника, не возникает трудностей, обусловленных низким выходным напряжением.

Чтобы сделать стабилизатор программируемым внешним напряжением, просто заменим $U_{оп}$ напряжением, задаваемым извне (рис. 6.15). Остальная часть схемы останется без изменений. Резистор R_1 теперь будет масштабировать $U_{упр}$.

Управление цифровым кодом можно получить заменой опорного напряжения на устройство, называемое «цифро-аналоговый преобразователь» (ЦАП) с токоотбирающим выходом. Эти устройства, которые мы рассмотрим позже, преобразуют двоичный код на входе в пропорциональный по току (или напряжению) сигнал на выходе. Хорошим выбором здесь будет устройство AD7548–монолитный 12-разрядный ЦАП с токоотбирающим выходом стоимостью около 9 долл. Заменив R_2 на ЦАП, получим источник питания, программируемый цифровым кодом с шагом задания выходного напряжения, равным 1/4096 (2^{-12}). Так как на инвертирующем входе потенциальная земля, от ЦАП не требуется значительного рабочего диапазона по напряжению. На практике R_1 используется для выставления определенного масштаба преобразования цифрового кода, например 1 мВ на единицу входного кода.

6.09. Пример схемы источника питания

Лабораторный стенд питания, схема которого показана на рис. 6.16, дает возможность собрать вместе все проектные

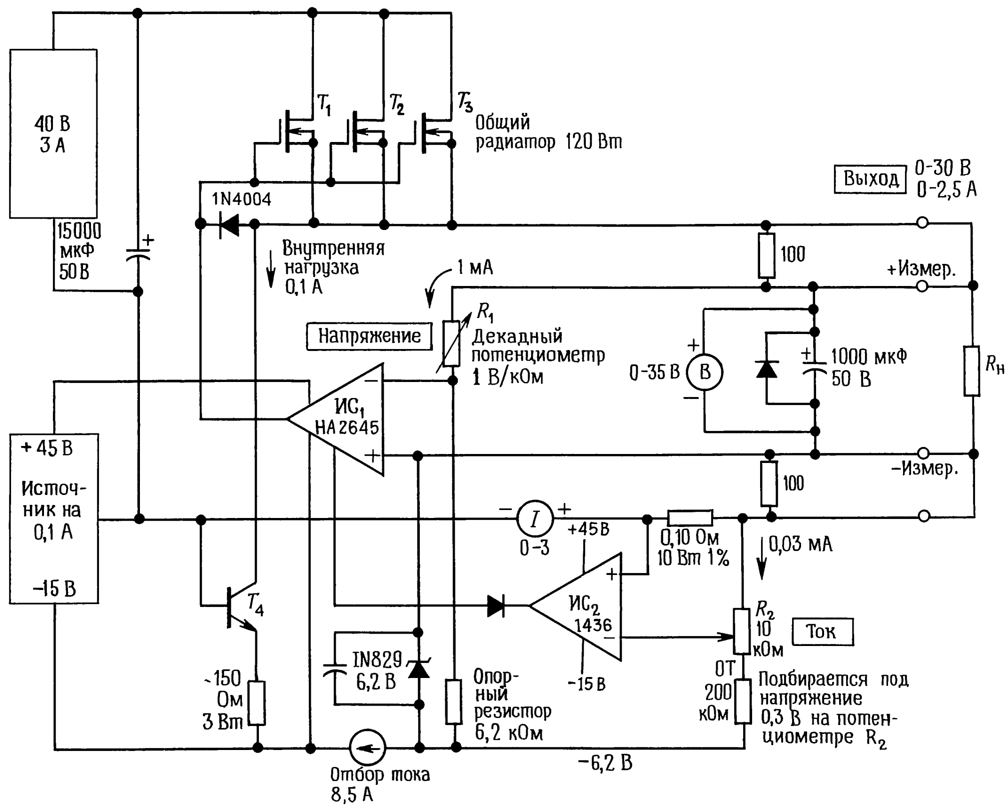


Рис. 6.16. Лабораторный блок питания.

идеи. Для стендового питания общего назначения важна возможность регулировать выход стабилизированного питания вплоть до нулевого напряжения, поэтому для питания стабилизатора используется дополнительный расщепленный источник. $ИС_1$ – это высоковольтный операционный усилитель, который может работать при полном напряжении питания 80 В. На выходе в качестве проходного транзистора мы использовали параллельно включенные мощные МОП-транзисторы, исходя из двух соображений – простоты возбуждения затвора и превосходной ОБР (характеристическая особенность всех мощных МОП-транзисторов). Такая комбинация обеспечивает рассеяние достаточной мощности (60 Вт на транзистор при температуре корпуса 100°С), необходимую даже для умеренных значений тока, если обеспечивается столь широкий диапазон выходного напряжения. Последнее объясняется тем, что нестабилизированное входное напряжение должно быть достаточно большим, чтобы обеспечить максимум стабилизированного выходного напряжения, а в результате при низком напряжении на выходе падение напряжения на проходных транзисторах будет большим. В некоторых источниках эта проблема решается тем, что используется несколько диапазонов выходного напряжения и соответственно этому переключается и нестабилизированное входное напряжение. Имеются даже схемы, в которых нестабилизированный вход поступает с регулируемого напряжением трансформатора, управляемого в такт с выходом. В обоих случаях, правда, теряется возможность дистанционного программирования.

Упражнение 6.4. Чему равна максимальная мощность рассеяния в проходных транзисторах на этой схеме?

R_1 – это прецизионный многодекадный потенциометр для прецизионной и линейной регулировки выходного напряжения. Выходное напряжение сравнивается с опорным, получаемым от прецизионного стабилитрона 1N829 (температурный коэффициент $5 \cdot 10^{-6}$ /°C при токе стабилитрона 7,5 мА). Эта схема ограничения тока существенно лучше простого токового ограничителя, который обсуждался выше, так как при использовании стендового питания иногда желательно установить точный и стабильный предел тока нагрузки. Обратите внимание на необычный (но удобный) метод ограничения тока путем его отвода через предназначенный для частотной коррекции вывод микросхемы $ИС_1$, у которого при работе с малым током коэффициент усиления равен единице. Обеспечивая высокую степень стабилизации как напряжения (во всем диапазоне вплоть до 0 В), так и тока, данное устройство становится достаточно гибким в использовании лабораторным источником питания. При этом указанный способ ограничения тока делает этот источник питания также удобным источником неизменного тока. Транзистор T_4 обеспечивает постоянную токовую нагрузку 100 мА, обеспечивая хороший рабочий режим схемы даже при значениях выходных напряжения или тока, близких к нулю, за счет удержания проходных транзисторов в активном режиме. Этот приемник тока позволяет источнику питания «поглощать» некоторый ток от нагрузки без увеличения выходного напряжения. Это целесообразно при работе с некоторыми необычными видами нагрузки, с которыми иногда приходится сталкиваться, например, прибор с собственным источником питания, который может подать некоторый ток на выводы стенда питания.

Отметим наличие внешних измерительных входов, не слишком правильно соединенных с входными клеммами источника питания. Для прецизионного регулирования напряжения на нагрузке следовало бы подвести измерительные цепи к самой нагрузке, избегая падения напряжения на связующих проводниках, создающих паразитные цепи обратной связи.

6.10. Другие ИМС стабилизатора

ИМС 723 была оригинальным стабилизатором напряжения и все еще остается полезной. Существуют несколько улучшенных версий, которые, однако, во многом работают таким же образом, и вам при проектировании стабилизированного источника питания следует их рассмотреть. Микросхемы LAS10000 и LAS1100 фирмы Lambda, а также SG3532, выпускаемая фирмой Silicon General, могут работать при уменьшении входного напряжения вплоть до 4,5 В, поскольку в них используется «опорный источник с напряжением запрещенной зоны» (см. разд. 6.15), выдающий 2,5 В, а не 7,15 В напряжения стабилитрона, как в ИМС 723. В этих микросхемах имеются также встроенные схемы, отключающие питание кристалла при его перегреве; сравните с решением в стабилитроне 723 (выгорание!). Хотя у этих стабилизаторов выводы с теми же названиями, вы не можете просто вставить их в разъем, предназначенный для ИМС 723, так как (помимо прочих отличий) они предполагают более низкое опорное напряжение. Еще один стабилизатор, подобный ИМС 723,– это MC1469 (и его двойник с отрицательным питанием MC1463) фирмы Motorola.

Если вы посмотрите на современные схемы источников питания, то вы не часто встретите ИМС 723 или даже ее только что перечисленные улучшенные версии. Вместо этого вы увидите главным образом такие ИМС, как 7805 или 317, примечательной особенностью которых является отсутствие внешних элементов (ИМС 7805 не требуется ни одного!). В большинстве случаев вы можете получить все параметры, которые вам требуются, от этих имеющих высокую степень интеграции и простых в использовании «трехвыводных» стабилизаторов, включая сюда большой выходной ток (до 10 А) без внешних проходных транзисторов,

подстраиваемое выходное напряжение, превосходную степень стабилизации и встроенные схемы ограничения тока и термовыключатель. Вскоре мы поговорим о них, но вначале в качестве прелюдии рассмотрим а) проектирование нестабилизированного источника питания и б) источники опорного напряжения.

НЕСТАБИЛИЗИРОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

Все стабилизированные источники питания требуют для своей работы источника «нестабилизированного питания постоянного тока», который мы начали рассматривать в разд. 1.27 вместе с расчетами выпрямителей и величины пульсаций. Посмотрим на данный предмет более детально, начав со схемы, представленной на рис. 6.17. Это источник нестабилизированного питания +13 В (номинал), предназначенный для использования со стабилизатором +5 В, 2 А. Рассмотрим эту схему слева направо, отмечая вопросы, о которых надо помнить при проектировании подобных устройств.

6.11. Компоненты линии переменного тока

Трехпроводная связь. Всегда используйте трехпроводный шнур с нейтральной зеленой жилой, присоединенной к кожуху прибора. Без заземления прибор может оказаться смертоносным в случае пробоя изоляции трансформатора или случайного контакта одной из шин питания (от сети) с кожухом прибора. Если кожух заземлен, то при такой неисправности просто сгорит предохранитель.

Линейный фильтр и устройство подавления переходных процессов. В этой схеме мы применяем простой сетевой *LC*-фильтр. Вообще часто обходятся без таких фильтров, но с ними лучше, во-первых, потому, что они препятствуют возможному радиоизлучению из силовых проводов, а во-вторых, потому, что эти фильтры убирают помехи, которые наводятся извне в линии питания. Фильтры для линий питания с великолепными параметрами выпускают несколько фирм, например Corcom, Cornell-Dubilier, Sprague. Эксперименты показали, что большие всплески (от 1 до 5 кВ) иногда случаются в любых линиях сетевого питания, а всплески поменьше встречаются чаще. Сетевые фильтры довольно эффективно снижают действие таких помех.

В многих ситуациях желательно использование «гасителя переходных процессов», показанного на схеме. Это – устройство, которое проводит ток, как только напряжение на его выводах превосходит определенный предел (действует как двусторонний высоковольтный стабилитрон). Устройства эти невелики и дешевы и могут гасить опасные импульсы тока в сотни ампер. Гасители переходных процессов выпускаются многими фирмами, например GE и Siemens. В табл. 6.2 и 6.3 приведены данные фильтров радиочастотных помех и гасителей переходных процессов.

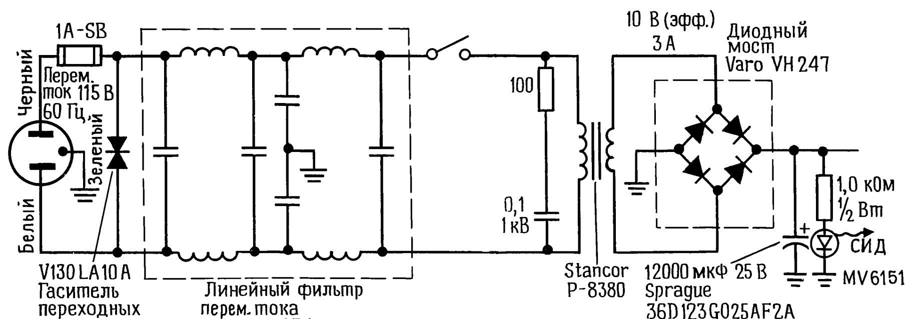


Рис. 6.17. Нестабилизированный источник питания со схемой связи с сетью переменного тока. Обратите внимание на цветовую маркировку проводов сетевого питания.

Таблица 6.2. Гасители переходных процессов переменного тока 130 В

Фирма-изготовитель	Обозначение	Диаметр, мм	Энергия, Вт·с	Пиковый ток, А	Емкость, пФ
GE	V130LA1	8,64	4	500	180
Siemens	S07K130	8,89	6	500	130
GE	V130LA10A	16,51	30	4000	1000
Siemens	S14K130	17,02	22	2000	1000
GE	V130LA20B	22,61	50	6000	1900
Siemens	S20K130	23,11	44	4000	2300

Таблица 6.3. Фильтры для линий переменного тока 115 В

Фирма-изготовитель	Обозначение	Схема	Ток, А	Типичное ослабление[1] (50 Ом/50 Ом), дБ			Соединительные выводы
				150 кГц	500 кГц	1 МГц	
Corcom	3EF1	π-образный	3	15	25	30	Общего назначения
	3EC1	«	3	20	30	37	Высокое ослабление
	3EDSC2-2	«	3	32	37	44	С предохранителем
	2EDL1S	«	2	14	—	24	С предохранителем и выключателем
Curtis	F2100CA03	«	3	15	25	30	Общего назначения
	F2400CA03	«	3	22	35	40	Высокое ослабление
	F2600FA03	«	3	21	35	41	С предохранителем
	PE810103	«	3	18	24	30	С предохранителем и выключателем
Delta	03GEEG3H	«	3	24	30	38	Общего назначения
	03SEEG3H	Двойной π-образный	3	42	65	70	Высокое ослабление
	04BEEG3H	π-образный	4	26	35	40	С предохранителем
	03CK2	«	3	35	40	40	С предохранителем и выключателем
	03CR2	Двойной π-образный	3	50	60	55	То же, высокое ослабление
Schaffner	FN323-3	π-образный	3	22	32	36	Общего назначения
	FN321-3	«	3	35	43	46	Высокое ослабление
	FN361-2	«	2	25	40	46	С предохранителем
	FN291-2,5	«	2,5	25	40	46	С предохранителем и выключателем
	FN1393-2,5	«	2,5	40	45	42	То же, высокое ослабление
Sprague	3JX5421A	«	3	15	25	30	Общего назначения
	3JX5425C	«	3	20	30	37	Высокое ослабление
	200JM6-2	«	6	12	25	—	С предохранителем

[1] Значения ослабления радиочастотных помех измерены в 50-омной системе и их нельзя брать за основу, чтобы предсказать характеристики фильтра в сети переменного тока.

Плавкий предохранитель. Плавкий предохранитель – существенная деталь любого предмета электронного оборудования. Большие щитовые предохранители на 15–20 А не защитят электронное оборудование, поскольку они срабатывают только в случае превышения общего расчетного тока проводки. Например, если проводка в здании сделана проводами четырнадцатого номера сечения, то предохранители будут рассчитаны на 15 А. Если же замкнется накоротко конденсатор фильтра в только что рассмотренной схеме (довольно обычная неисправность), то ток в первичной обмотке трансформатора может достичь 5 А вместо обычного 0,25 А. Общий предохранитель не сгорит, но ваш прибор превратится в электроплитку или костер, поскольку на трансформаторе будет рассеиваться мощность более 500 Вт!

Несколько замечаний о плавких предохранителях. Во-первых, в блоках питания лучше использовать медленно действующие предохранители, поскольку имеют место большие токи переходных процессов при включении (например, при зарядке конденсаторов фильтра). Во-вторых, вы можете кое-что недоучесть при расчете номинального тока срабатывания предохранителя. Дело в том, что в источнике питания постоянного тока велико отношение эффективного (действующего) значения тока к его среднему значению ввиду малости угла проводимости (части цикла, когда диоды выпрямителя находятся в проводящем состоянии). Проблема усугубляется, когда конденсаторы фильтра имеют большую емкость. В результате эффективное значение тока будет значительно выше, чем вы могли бы предположить. Лучше всего в этой ситуации поступать следующим образом: измерить ток амперметром «истинного действующего значения», а затем выбрать предохранитель с током срабатывания по меньшей мере на 50% большим измеренной величины (чтобы учесть перенапряжение в сети, эффект «усталости» предохранителя и т. п.). И наконец, последнее замечание. Подводя провода к держателю предохранителя (к тому, что обычно применяется для предохранителей 3AG, которые почти универсальны для любого электронного оборудования), делайте это таким образом, чтобы человек, меняющий предохранитель, не мог случайно коснуться силовой линии. Для этого нужно «горячий» провод подводить только к заднему выводу предохранителя (один из авторов убедился в этом на собственном опыте!). Серийно выпускаемые сетевые коннекторы с встроенным держателем предохранителя сделаны обычно так, что предохранитель нельзя достать, не сняв разъем питания.

Риск электрического удара. Из изложенного следует, что неплохо было бы все места соединений внутри прибора, на которых есть напряжение сети, изолировать тефлоновыми трубками («кембриками»), дающими усадку при нагревании (использование внутри электронных приборов «фрикционной» ленты или электрической изоляционной ленты – это чистая партизанщина). Поскольку большинство транзисторных схем работает на относительно низких постоянных напряжениях – от ± 15 до ± 30 В или около, единственное место в большинстве электронных приборов (конечно, есть и исключения), где может стукнуть током, – это провода силового питания. Очень коварен в этом отношении выключатель на передней панели устройства, так как он близок к другой, низковольтной, проводке. Ваш измерительный прибор (в худшем случае – ваши руки) может легко вступить в контакт с этим напряжением при измерительных работах.

Полезные мелочи. Мы предпочитаем использовать «входные силовые модули», включающие в себя 3-контактный разъем IEC (позволяющий вытаскивать шнур сетевого питания) и некоторый набор из сетевого фильтра, держателя предохранителя и сетевого выключателя. Например, разъемы серии FN380 фирмы Schaffner (или серии L фирмы Corcom) имеют все перечисленные компоненты и могут пропускать ток до 2–6 А. Есть модификации разъемов этой серии, позволяющие включать плавкие предохранители и разрывать при выключении одну или обе линии сети,

и кроме того, они имеют фильтры нескольких конфигураций. Перечислим еще несколько изготовителей подобного типа разъемов: это фирмы Curtis, Delta и Power Dynamics (табл. 6.3).

В представленной на рис. 6.17 схеме мы применили для индикации включения питания светоизлучающий диод (СИД) с токоограничивающим («гасящим») резистором, запитанный от нестабилизированного напряжения постоянного тока. Вообще говоря, лучше подавать на СИД стабилизированное напряжение – здесь нет всплесков при выключении нагрузки и не проявляются колебания напряжения сети.

Цепь из последовательно соединенных резистора 100 Ом и конденсатора 0,1 мкФ, поставленная параллельно первичной обмотке трансформатора, предупреждает появление больших переходных процессов индуктивного характера, которые могли бы возникать при выключении. Часто обходятся без такой цепи, но лучше этого не делать, особенно в оборудовании, которое будет работать рядом с ЭВМ или другим цифровым устройством. Иногда такие RC-амортизаторы ставят параллельно выключателю, что то же самое.

6.12. Трансформаторы

Теперь о трансформаторе. Никогда не стройте прибора, работающего от сети переменного тока без трансформатора! Так поступать – это играть с огнем. Бестрансформаторные источники питания, предпочитаемые некоторыми потребителями электронной аппаратуры (радиоприемники, телевизоры и т. д.) за их дешевизну, ставят схему под высокое напряжение по отношению к внешнему заземлению (водопроводные трубы и т. п.). Этого не должно быть в приборах, предназначенных для связи с каким-либо другим оборудованием, и вообще этого следует избегать. Будьте крайне осторожны, работая с подобным оборудованием: даже простое подключение щупа осциллографа к шасси может дать очень неприятный эффект.

Выбор трансформатора – более сложное дело, чем можно было бы ожидать. Одна из причин заключается в том, что изготовители долго раскачивались с выпуском трансформаторов на те значения напряжения и тока, которые подходят для транзисторных схем (каталоги забиты трансформаторами, разработанными еще для электронных ламп), и нужный вам трансформатор часто приходится мотать самому, чего вам совсем не хочется. Отличается от прочих фирма Signal Transformer Company, предлагающая большой выбор трансформаторов и быстро их поставляющая. Не проглядите возможность получить трансформаторы, сделанные на заказ, если вам их требуется больше нескольких штук.

Даже если считать, что у вас есть такой трансформатор, какой вы хотите, все равно еще надо решить, какие величины напряжения и тока будут для вас наилучшими. Чем меньше входное напряжение стабилизатора, тем меньше рассеяние мощности на проходном транзисторе. Но надо быть абсолютно уверенным в том, что входное напряжение стабилизатора не упадет ниже необходимого минимума – обычно от 2 до 3 В над уровнем стабилизированного напряжения,– иначе можно получить провалы стабилизированного уровня с пульсациями на удвоенной частоте сети. Здесь сказываются пульсации нестабилизированного напряжения, поскольку существует минимум входного напряжения для стабилизатора, превышающий некоторое критическое напряжение. Рассеяние мощности на транзисторе определяется средним значением входного напряжения стабилизатора.

Для примера: в стабилизаторе на +5 В можно иметь входное напряжение +10 В при минимуме пульсации, которая сама по себе может легко достигать 1–2 В. Зная напряжение во вторичной обмотке, можно получить довольно точную оценку напряжения постоянного тока, снимаемого с выпрямительного моста: на вершине пульсации это пик выпрямленного напряжения, приблизительно в 1,4 раза больший среднеквадратичного значения напряжения вторичной обмотки, за вычетом падения напряжения на двух диодах. Однако нужно провести и практические измерения, если вы стараетесь построить

стабилизатор с минимальным падением напряжения на нем, так как истинное значение выходного напряжения нестабилизированного источника питания зависит также от параметров трансформатора, которые трудно учесть заранее: сопротивление обмотки и магнитная проницаемость сердечника, которые влияют на напряжение под нагрузкой. Удостоверьтесь, что измерения производятся в наихудших условиях: полная нагрузка и минимальное напряжение питающей сети. Помните, что большие конденсаторы фильтра имеют очень большой разброс: от -30 до $+100\%$. Есть смысл применять трансформаторы с набором входных клемм на первичной обмотке, если они доступны, для окончательной регулировки выходного напряжения. Трансформаторы серий Triad F-90X и Stancor TP обладают в этом смысле большой гибкостью.

Еще одно замечание о трансформаторах: иногда расчет тока делается для эффективного тока вторичной обмотки, в частности для трансформаторов для работы с омической нагрузкой (например, для трансформаторов накала). Так как схема выпрямителя проводит ток в течение только малой части цикла (в то время, когда конденсатор действительно заряжается), эффективное значение тока и рассеиваемая мощность ($I^2 R$) могут превзойти допустимое значение тока нагрузки, соответствующее расчетному среднеэффективному значению. Ситуация усугубится, если увеличить емкость конденсатора для сглаживания пульсаций до стабилизатора,– это просто потребует большей мощности трансформатора. В этом отношении лучше двухполупериодный выпрямитель, поскольку он использует бо́льшую часть периода напряжения переменного тока.

6.13 Элементы схемы, работающие на постоянном токе

Конденсатор фильтра. Конденсатор фильтра выбирается достаточно большой емкости для уменьшения пульсаций до приемлемой величины и рассчитывается на достаточное напряжение, чтобы выдержать худший вариант – отсутствие нагрузки и максимальное напряжение сети. Для схемы на рис. 6.17 пульсации составят 1,5 В (двойное ампл. значение) при полной нагрузке. Из опыта проектирования можно рекомендовать использование электролитических конденсаторов, подобных тем, которые используются в ЭВМ (они выпускаются в виде цилиндров с резьбовым выводом с одной стороны), например типа Sprague 36D. На небольшие значения емкостей большинство изготовителей выпускают конденсаторы такого же качества в варианте с осевыми выводами (по одному проводнику торчит с каждого конца), например типа Sprague 39D. Помните о большом допуске значений емкости!

Здесь полезно вернуться к разд. 1.27, где впервые обсуждался вопрос о пульсациях. Всегда, кроме случая импульсных стабилизаторов (разд. 6.19 и следующие), можно прикинуть напряжение пульсаций, считая выходной ток постоянным и равным максимальному току нагрузки. Действительно, вход подключенного к схеме стабилизатора потребляет постоянный ток. Это упрощает расчеты, поскольку разряд конденсатора происходит по линейному закону и не надо возиться с постоянными времени или экспонентами (рис. 6.18).

Например, вы хотите выбрать конденсатор фильтра для нестабилизированной части источника питания +5 В, 1 А, и предположим, что уже выбрали трансформатор с эффективным значением напряжения вторичной обмотки 10 В, обеспечивающий после выпрямителя 12 В

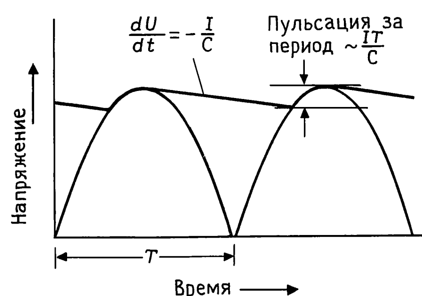


Рис. 6.18.

постоянного тока на пике пульсации при полном токе нагрузки. При минимальном падении напряжения на проходном транзисторе стабилизатора на 2 В входное напряжение стабилизатора не должно никогда падать ниже +7 В (знакомая вам ИМС 723 требует +9,5 В, но соответствующие трехвыводные стабилизаторы, описанные ниже, в разд. 6.16, оказываются более покладистыми). Так как надо подстраховаться от возможных отклонений напряжения в сети на 10% в любую сторону, максимальный размах пульсаций не должен превышать 2 В за период. Тогда $2\ В = T(dU/dT) = TI/C = 0{,}008\ с \times 1{,}0/C$, откуда $C = 4000$ мкФ. Электролитический конденсатор 5000 мкФ на 25 В – это выбор с подстраховкой из-за возможного 20%-ного допуска значения емкости конденсатора. При выборе конденсатора фильтра не забывайте о следующем: конденсатор излишне большой емкости не только съедает пространство, но и увеличивает нагрев трансформатора (уменьшая угол проводимости и тем самым увеличивая отношение $I_{эфф}/I_{ср}$). Кроме того, это увеличивает и нагрузки на выпрямитель.

«Гасящий» резистор с СИД, установ-

Таблица 6.4. Выпрямители

Тип	Напряжение пробоя $U_{обр}$, В	Прямой перепад $U_{пр}$[1] (тип.), В	Средний ток $I_{ср.выпр}$, А	Корпус и выводы, вид монтажа	Примечания
Общецелевые					
1N4001-7	50–1000	0,9	1	Проводами	Популярный
1N5059-62	200–800	1,0	2	То же	
1N5624-72	200–800	1,0	5	—»—	
1N1183A-90A	50–600	0,9	40	Штыревой	Популярный; –R для маркировки обратной полярности
Быстрое восстановление (t = 0,1 мкс тип.)					
1N4933-7	50–600	1,0	1	Проводами	
1N5415-9	50–500	1,0	3	То же	
1N3879-83	50–400	1,2	6	Штыревой	–R для маркировки обратной полярности
1N5832-34	50–400	1,0	20	То же	То же
Шоттки (малое $U_{пр}$, высокое быстродействие)					
1N5817-19	20–40	0,6 макс.	1	Проводами	
1N5820-22	20–40	0,5 макс.	3	То же	
1N5826-28	20–40	0,5 макс.	15	Штыревой	
1N5832-34	20–40	0,6 макс.	40	То же	
Двухполупериодные мосты					
3N246-52	50–1000	0,9	1	Пластмассовый однорядный	MDA100A
3N253-59	50–1000		2	То же	MDA200
MDA970A1-A5	50–400	0,85	8	Монтируется на шасси	
MDA3500-10	50–1000		35	То же	
Специального назначения					
GE A570A-A640L	100–2000	1,0 макс.	1500	Типа большой кнопки	Ток!
Semtech SCH5000–25000	5000–25000	7–33 макс.	0,5	Проводами	Высокие напряжения, ток, быстродействие (0,2 мкс)
Varo VF25-5-40	5000–40000	12–50 макс.	0,025	То же	Высокое напряжение
Semtech SCKV100K3 –200K3	100–200 кВ	150–300	0,1	Пластмассовый стержень	Очень высокое напряжение

[1] Измеряется при среднем токе.

ленные параллельно выходу на схеме рис. 6.17, разряжают конденсатор за несколько секунд в условиях отсутствия нагрузки. Это полезно, так как, если конденсатор источника питания остается заряженным после того как источник выключен, можно легко повредить какие-нибудь схемные элементы, ошибочно считая, что напряжения в схеме нет.

Выпрямители. Прежде всего следует отметить, что диоды, применяемые в источниках питания, это совсем не то, что малосигнальные диоды 1N914, применяемые в схемотехнике. Сигнальные диоды рассчитаны на высокое быстродействие (несколько наносекунд), малые токи утечки (несколько наноампер) и малую емкость (несколько пикофарад); они могут выдерживать ток до 100 мА, а напряжение пробоя редко превосходит 100 В. Выпрямительные диоды и мосты, предназначенные для работы в источниках питания, выдерживают ток от 1 до 25 А и более, а напряжение пробоя их – от 100 до 1000 В. У них сравнительно большие токи утечки (от микроампер до миллиампер) и довольно большая емкость переходов. Они не предназначены для высоких скоростей переключения. Перечень ряда широко применяемых типов выпрямителей приведен в табл. 6.4.

Типичными представителями выпрямителей являются устройства серии 1N4001 – 1N4007, рассчитанные на ток 1 А, с напряжением обратного пробоя от 50 до 1000 В. Серия 1N5625 рассчитана на 3 А, что является почти наивысшим возможным значением тока для элемента в герметичном корпусе с выводами под печатный монтаж (охлаждение за счет теплопроводности выводов). Популярная серия 1N1183A – типичные сильноточные, оснащенные штыревыми выводами выпрямители, с расчетным током 40 А и напряжением пробоя до 600 В. Популярны и мостовые выпрямители в пластиковых корпусах, монтируемые на печатных платах, с расчетным током 1 и 2 А и монтируемые на шасси, рассчитанные на 25 А и более. Для тех применений, где важно высокое быстродействие (например, преобразователи постоянного тока, см. разд. 6.19), используются диоды с быстрым восстановлением, например одноамперные диоды серии 1N4933. В низковольтных схемах может оказаться желательным использование диодов Шоттки, например серии 1N5823 с прямым падением напряжения менее 0,4 В при токе 5 А.

ИСТОЧНИКИ ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Необходимость в хорошем источнике опорного напряжения часто возникает во многих схемах. Например, вам нужно построить прецизионный источник стабилизированного питания с лучшими характеристиками, чем у готовых стабилизаторов типа 723 (поскольку интегральные схемы стабилизаторов рассеивают заметную мощность из-за наличия встроенных проходных транзисторов, они могут довольно ощутимо нагреваться с соответствующим дрейфом параметров), или нужно построить прецизионный источник тока (т. е. схему со стабилизированным выходным током). Далее, есть еще одна область, в которой нужны прецизионные источники опорных напряжений (но не прецизионные источники питания),– это проектирование точных вольтметров, омметров или амперметров.

Существуют два вида источников опорного напряжения – стабилитроны и так называемые источники опорного напряжения с шириной запрещенной зоны полупроводника («$U_{БЭ}$ – стабилитроны», см. разд. 6.15); каждый из них может использоваться как сам по себе, так и в составе ИМС источника опорного напряжения.

6.14. Стабилитроны

Простейшим видом источников опорного напряжения является стабилитрон – прибор, который мы рассматривали в разд. 1.06. В сущности это диод, работающий при обратном смещении на участке, соответствующем напряжению пробоя, где ток пробоя очень быстро возрастает при дальнейшем росте напряжения. Чтобы использовать этот диод в качестве источника опорного напряже-

ния, надо обеспечить прохождение через него приблизительно постоянного тока. Обычно это делается с помощью резистора, подключенного к достаточно высокому напряжению, и таким образом строится наиболее примитивный стабилизированный источник.

Стабилитроны выпускаются на целый ряд значений напряжения – от 2 до 200 В (их напряжения имеют тот же набор значений, что и сопротивления стандартных 5%-ных резисторов), с допустимой мощностью рассеяния от долей ватта до 50 Вт и допуском на напряжение стабилизации от 1 до 20%. Привлекательные на первый взгляд в качестве опорных источников напряжения для различных целей стабилитроны, однако, не так просты в использовании по многим причинам: они имеют конечный набор значений напряжения, у них большой допуск на напряжение стабилизации (кроме дорогих прецизионных стабилитронов), они сильно шумят и их напряжение зависит от тока и температуры. Вот пример двух последних эффектов: стабилитрон на 27 В из распространенной серии 1N5221 стабилитронов на 500 мВт имеет температурный коэффициент порядка +0,1%/°С, и в силу этого его напряжение меняется на 1%, когда ток изменяется от 10 до 50% от максимального.

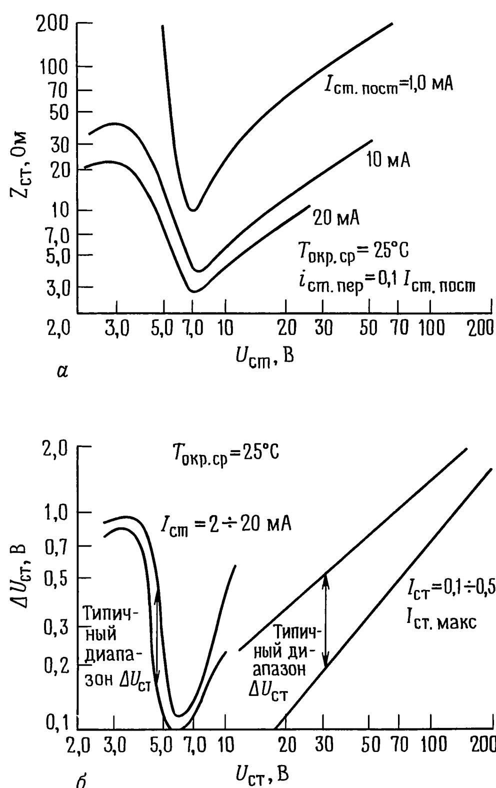


Рис. 6.19. Зависимость дифференциального сопротивления стабилитронов (*а*) и вариаций напряжения стабилизации стабилитронов (*б*) от номинального напряжения стабилизации (с разрешения Motorola, Inc.).

Есть исключение из правила о плохих характеристиках стабилитронов. Оказывается, что в окрестности значения напряжения стабилизации 6 В стабилитроны мало чувствительны к изменениям тока и при этом имеют почти нулевой температурный коэффициент. Этот эффект виден на кривых рис. 6.19, полученных путем измерения стабилитронов с разными напряжениями. Это характерное поведение связано с тем, что в стабилитронах в действительности используются два разных механизма пробоя: зенеровский и лавинный; первый – при низком напряжении, второй – при высоком. Если стабилитрон используется только как стабильный источник напряжения и вам все равно, каково будет это напряжение, то лучше всего взять один из компенсированных опорных стабилитронов, состоящих из стабилитрона приблизительно на 5,6 В и последовательно с ним соединенного диода, смещенного в прямом направлении. Напряжение стабилитрона выбирается так, чтобы взаимно компенсировать положительный температурный коэффициент стабилитрона и отрицательный температурный коэффициент диода, соответствующий около −2,1 мВ/°С.

Как видно из рис. 6.20, температурный коэффициент зависит от рабочего тока, а также от напряжения стабилитрона. Поэтому, выбирая ток стабилитрона, можно как-то «подстроить» температурный коэффициент. Из таких стабилитронов со встроенными последовательно диодами получаются неплохие источники опорного напряжения. Для примера: серия дешевых стабилитронов на 6,2 В

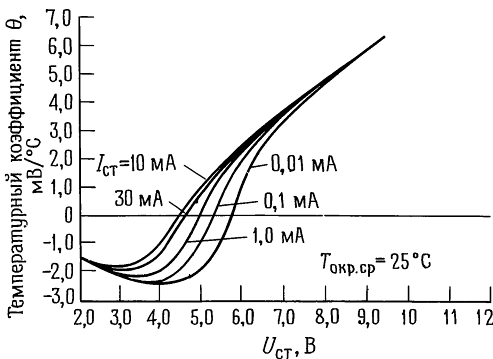


Рис. 6.20. Зависимость температурного коэффициента напряжения стабилизации стабилитронов от их номинального напряжения (с разрешения Motorola, Inc.).

1N821 имеет температурные коэффициенты от 10^{-4}/°С (1N821) до $5 \cdot 10^{-6}$/°С (1N829), а стабилитроны 1N940 и 1N946 на 9 В и 11,7 В имеют температурный коэффициент $2 \cdot 10^{-6}$/°С.

Задание рабочего тока стабилитрона. Описанные выше компенсированные стабилитроны могут использоваться в схемах в качестве источников стабильного напряжения, но надо обеспечить питание их постоянным током. Для серии 1N821 изготовителем указано 6,2 В ± 5% при токе 7,5 мА с дифференциальным сопротивлением 15 Ом; таким образом, изменение тока на 1 мА изменяет напряжение в три раза сильнее, чем изменение температуры от −55 до +100°С (для прибора 1N829). На рис. 6.21 показано, как довольно просто можно обеспечить постоянный ток смещения прецизионного стабилитрона. Операционный усилитель включен как неинвертирующий усилитель и имеет на выходе стабильное напряжение, равное +10,0 В, которое используется для получения прецизионного тока 7,5 мА. Это самозапускающаяся схема, но она может включиться с любой полярностью на выходе! При «неправильной» полярности стабилитрон работает как обычный диод с прямым смещением. Включение операционного усилителя от однополярного источника питания снимает эту странную особенность. Прежде чем ставить в схему тот или иной ОУ, убедитесь, что его диапазон синфазных входных сигналов включает в себя потенциал минусовой шины источника питания (ОУ с «однополярным питанием»).

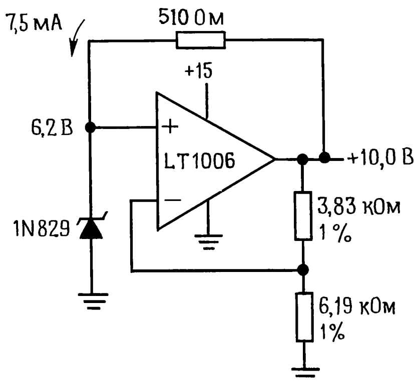


Рис. 6.21.

Существуют компенсированные специальные стабилитроны с гарантированной временной стабильностью напряжения; этот параметр, как правило, не указывается. Примеры – серия 1N3501 и 1N4890. Стабилитроны такого типа имеют гарантированную стабильность 5×10^{-6}/1000 ч или еще лучше. Они недешевы. В табл. 6.5 собраны характеристики некоторых стабилитронов и диодных источников опорного напряжения, а в табл. 6.6 – ряд представителей двух популярных серий стабилитронов общего назначения на 500 мВт.

Стабилитронные ИМС. Для достижения свойственных стабилизатору 723 превосходных характеристик (стабильность $U_{оп}$ $30 \cdot 10^{-6}$/°С) используется компенсированный стабилитрон. Стабилизатор 723 – вполне приличный источник опорного напряжения, и совместно с необходимыми навесными элементами эта ИМС может использоваться для получения стабильного источника с любым желательным напряжением.

Стабилизатор 723, применяемый в качестве опорного источника напряжения, служит примером «трехвыводного» опорного источника, т. е. источника, для работы которого нужен внешний источник питания; в схему источника входят цепь смещения стабилитрона и буферный усилитель выходного напряжения. К трехвыводным стабилитронным ИМС относятся

Таблица 6.5. Стабилитроны и источники опорного напряжения[1)]

Тип	Напряжение стабилизации[2)] $U_{ст}$, В	Номинальный ток $I_{ст}$, мА	Допуск, ± %	Температурный коэффициент (макс.), 10^{-6}/°C	Нестабильность ΔU (макс.) при отклонениях, $I_{ст}$ на ±10%, мВ	Мощность (макс.), Вт	Примечания
Источники опорного напряжения							
1N821A–	6,2	7,5	5	±100	7,5	0,4	5 типов в серии, отличающиеся по температурным коэффициентам, указаны лучший и худший
1N829A	6,2	7,5	5	±5	7,5	0,4	
1N4890–	6,35	7,5	5	±20		0,4	Долговременная стабильность не хуже 10^{-4}/1000 ч
1N4895	6,35	7,5	5	±5		0,4	Долговременная стабильность не хуже 10^{-5}/1000 ч
Стабилитроны							
1N5221A	2,4	20	10	−850	60	0,5	60 типов в серии, от 2,4 до 200 В (5%-ный ряд номинальных значений плюс еще несколько). —В = = ±5%; популярный[3)]
1N5231A	5,1	20	10	±300	34	0,5	
1N5281A	200	0,65	10	+1100	160	0,5	
1N4728A	3,3	76	10	−750	76	1,0	37 типов в серии, от 3,3 до 100 В (5%-ный ряд номинальных значений). —В = ±5%; популярный
1N4735A	6,2	41	10	+500	8	1,0	
1N4764A	100	2,5	10	+1100	88	1,0	

[1)] См. также табл. 6.7 (ИМС источников опорного напряжения). [2)] При номинальном токе стабилизации. [3)] См. табл. 6.6 (Стабилитроны на 500 мВт).

превосходная LM369 фирмы National ($1{,}5\cdot10^{-6}$/°C тип.) и REF10KM фирмы Burr-Brown (температурный коэффициент не более 10^{-6}/°C); в своих схемах мы часто используем недорогую ИМС Motorola MC1404 (которая фактически является $U_{БЭ}$-стабилитроном, см. ниже). Вскоре мы более подробно рассмотрим трехвыводные источники опорного напряжения, а сейчас обратимся к двухвыводным.

Прецизионные температурно-компенсированные стабилитронные ИМС выпускаются в виде двухвыводных устройств: с точки зрения внешних электрических соединений они выглядят просто как стабилитроны, хотя в действительности содержат еще ряд активных элементов для улучшения характеристик (наиболее существенная – постоянство стабилизированного напряжения при заданном токе). Пример – недорогая схема LM329 с напряжением ~ 6,9 В. В лучшем варианте

Таблица 6.6. Стабилитроны на 500 мВт

Серия 1N5221	Серия 1N746	Напряжение стабилизации $U_{ст}$, В	Ток измерения $I_{ст}$, мА
1N5230	1N750	4,7	20
1N5231	1N751	5,1	20
1N5232	1N752	5,6	20
1N5233	—	6,0	20
1N5235	1N754	6,8	20
1N5236	1N755	7,5	20
1N5237	1N756	8,2	20
1N5240	1N758	10	20
1N5242	1N759	12	20
1N5245	1N965	15	8,5
1N5248	1N967	18	7,0
1N5250	1N968	20	6,2
1N5253	—	25	5,0
1N5256	1N972	30	4,2
1N5259	1N975	39	3,2
1N5261	1N977	47	2,7
1N5267	1N982	75	1,7
1N5271	1N985	100	1,3
1N5276	1N989	150	0,85
1N5281	1N992	200	0,65

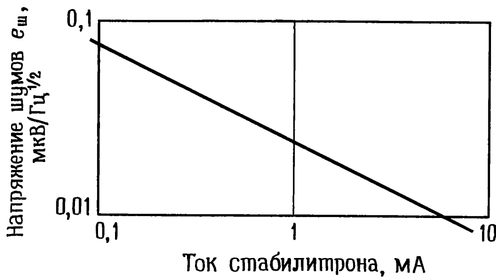


Рис. 6.22. Зависимость напряжения шумов малошумящего стабилитрона, подобного тому, который используется в стабилизаторе 723, от рабочего тока стабилитрона.

ее темп. коэффициент равен $6 \cdot 10^{-6}$/°C (тип.), 10^{-5}/°C (макс.) при постоянном токе 1 мА. Перечислим некоторые стабилитронные ИМС с необычными характеристиками: температурно-стабилизированная LM399 ($0,3 \cdot 10^{-6}$/°C тип.), микромощная LM385 (которая работает от тока, доходящего до 10 мкА) и выпускаемая фирмой Linear Technology ИМС LTZ1000 с ее потрясающими параметрами: типовой температурный коэффициент $0,05 \times 10^{-6}$/°C, дрейф $0,3 \cdot 10^{-6}$/месяц и низкочастотный шум 1,2 мкВ.

К несчастью, стабилитронные ИМС, как и их дискретные аналоги, сильно шумят. Шум становится сильнее для стабилизаторов, использующих лавинный пробой, т. е. с напряжением стабилитрона больше 6 В. На рис. 6.22 показан график шума стабилитронного источника 723. Этот шум связан с поверхностными эффектами и применение стабилитронной структуры с так называемым захороненным (скрытым) или подповерхностным слоем может сильно улучшить стабильность стабилитрона и существенно уменьшить его шум. Так, только что упоминавшийся источник опорного напряжения LTZ1000 на стабилитроне с захороненным слоем – самый совершенный из всех типов источников опорного напряжения. LM369 и REF10KM также имеют очень малый шум.

В табл. 6.7 перечислены характеристики почти всех выпускаемых стабилитронных ИМС, как на основе собственно стабилитронов, так и на $U_{БЭ}$-стабилитронах.

6.15. Источник опорного напряжения на $U_{БЭ}$-стабилитроне

Недавно стала получать распространение схема, известная под названием «стабилитрон с напряжением запрещенной зоны». Более точно было бы название «$U_{БЭ}$-стабилитрон». Это легко понять, вспомнив формулу Эберса – Молла для диода. В основе схемы лежит идея генерации напряжения с температурным коэффициентом, положительным и равным по абсолютной величине отрицательному температурному коэффициенту напряжения $U_{БЭ}$. При сложении этого напряжения с $U_{БЭ}$ получается напряжение с нулевым температурным коэффициентом.

Начнем с рассмотрения токового зеркала с двумя транзисторами, работающими с разной плотностью эмиттерного тока (рис. 6.23), с обычным отношением плотностей тока порядка 10 : 1. Применяя формулу Эберса – Молла, легко показать, что $I_{вых}$ имеет положительный температурный коэффициент, так как разность напряжений $U_{БЭ}$ для двух транзисторов есть просто $(kT/q)\ln \sigma$, где σ – отношение плотностей тока (см. график на рис. 2.53). Здесь может возникнуть вопрос: где взять постоянный задающий ток $I_{упр}$. Несколько позже мы покажем остроумный способ его получения. Сейчас вам надо только преобразовать этот ток в напряжение с помощью резистора и сложить с нормальным напряжением $U_{БЭ}$. Такая схема показана на рис. 6.24. Резистор R_2 устанавливает величину напряжения, которое складывается с $U_{БЭ}$ и имеет положительный температурный коэффициент. Подбирая должным образом величину R_2, получаем нулевой результирующий температурный коэффициент. Оказывается, что температурный коэффициент будет нулевым, если суммарное напряжение равно напряжению запрещенной зоны кремния (при температуре абсолютного нуля), т. е. примерно 1,22 В. Часть схемы, обведенная пунктиром, является стабилитроном. Ее выход используется (через резистор R_3) для создания постоянного тока $I_{упр}$, который мы с самого начала считали существующим.

Таблица 6.7. ИМС источников опорного напряжения

Тип	Изготовитель [1]	С напряжением запрещенной зоны	Стабилитрон	Число выводов	Наличие подстройки	Напряжение, В	Точность, %	Температурный коэффициент (тип.), 10^{-6}/°C	Напряжение питания (мин.), В	Ток питания, мА	Выходной ток (макс.), мА	Напряжение шумов 0,1–10 Гц (тип.), мкВ (п – п)	Долговременная стабильность (тип.), 10^{-6}/1000 ч	Стабилизация по входу (тип.), %/В	Стабилизация по нагрузке 0–10 мА (тип.), %
Стабилизатор															
LM10C	NS +	V	—	8	V	0,20	5	30	1,1	0,3	20	—	—	0,001	0,01[1]
μA723C	FS +	—	V	14	V	7,15	3	20	9,5	2,3	65	—	1000	0,003	0,03
SG3532J	SG +	V	—	10	V	2,50	4	50	4,5	1,6	150	—	300	0,005	0,02
Двухвыводной (стабилитронный)															
LM129A	NS	—	V	2	—	6,9	5	6	—	1	15[2]	—	20	—	0,1
VR182C	DA	V	—	2	—	2,455	1,4	23	—	2	120[2]	10[5]	10	—	0,1
LM313	NS	V	—	2	—	1,22	5	100	—	1[12]	20[2]	5[6]	—	—	0,5[12]
LM329C	NS	—	V	2	—	6,9	5	30	—	1	15[2]	—	20	—	0,1
LM336-2.5	NS	V	—	3	V	2,50	4	10	—	1	10[2]	—	20	—	0,1
LM336B-5	NS	V	—	3	V	5,0	1	15	—	1[15]	10[2]	—	20	—	0,1[15]
LM385B	NS	V	—	2	—	1,23	1	20	—	0,1[4]	20[2]	25	—	—	0,02[1]
LM385BX-1.2	NS	V	—	2	—	1,235	1	30[13]	—	0,1[4]	20[2]	60[6]	20	—	0,8[14]
LM385BX-2.5	NS	V	—	2	—	2,50	1,5	30[13]	—	0,1[16]	20[2]	120[6]	20	—	0,4[14]
LM299A	NS	—	V	4	—	6,95	2	0,2	9	17	10[2]	—	20	—	0,1
LM399	NS	—	V	4	—	6,95	5	0,3	9	17	10[2]	—	20	—	0,1
LM3999	NS	—	V	3	—	6,95	5	2,0	9	17	10[2]	—	20	—	0,1
TL430	TI	V	—	3	V	2,75	5	120	—	10	100[2]	50	—	—	0,5
TL431	TI	V	—	3	V	2,75	2	10	—	10	100[2]	50	—	—	0,5
AD589M	AD	V	—	2	—	1,235	2	10[13]	—	0,1[8]	5[2]	5[6]	—	—	0,05[1]
LTZ1000	LT	—	V	2	—	7,2	4	0,05	—	5		1,2	0,3	—	1[18]
LT1004C-1.2	LT	V	—	2	—	1,235	0,3	20	—	0,1[4]	20[2]	60[6]	20	—	0,8[13,14]
LT1009C	LT	V	—	3	V	2,50	0,2	15	—	1[15]	10[2]	—	20	—	0,1[15]
LT1029A	LT	V	—	3	V	5,0	0,2	8	—	1[15]	10[2]	—	20	—	0,04[15]
LT1034B	LT	V	—	3	—	1,225	1	10	—	0,1[16]	20[2]	4	—	—	0,3[16]
-»-	LT	—	V		—	7,0	4	40	—	0,1[17]	20[2]	—	—	—	4[17]
HS5010N	HS	V	—	2	—	1,22	2	3	—	0,1[8]	5[2]	5[6]	—	—	0,05[1]
ICL8069A	IL	V	—	2	—	1,23	2	10	—	0,5	10[2]	—	—	—	0,2[1]
TSC9491	TS	V	—	2	—	1,22	2	30	—	0,1[11]	0,5[2]	—	—	—	1,2[11]

Трехвыводной															
REF-01A	PM	V	—	8	V	10,0	0,3	3	12	1	10	20	—	0,006	0,005
REF-02A	PM	V	—	8	V	5,0	0,3	3	7	1	10	10	—	0,006	0,005
REF-03E	PM	V	—	8	V	2,5	0,3	3	4,5	1	10	5	—	0,006	0,05
REF-05	PM	V	—	8	V	5,0	0,3	3	7	1	10	10	100[13]	0,006	0,05
REF-08G	PM	—	V	8	V	−10,0	0,2	10[13]	−11,4	2[13]	10	10	—	0,2[13]	0,2[13]
REF-10	PM	V	—	8	V	10,0	0,3	3	12	1	10	20	50[13]	0,006	0,05
REF10KM	BB	—	V	8	V	10,0	0,05	1[13]	13,5	4,5	10	6	10	0,001	0,01
REF-43E	PM	V	—	8	V	2,5	0,05	3[13]	4,5	0,2[13]	10	8[7,13]	—	0,0002[13]	0,03[13]
LH0070-1	NS	—	V	3	—	10,0	0,1	4	12,5	3	10	20	—	0,001	0,01
REF101KM	BB	—	V	8	V	10,0	0,05	1[13]	13,5	4,5	10	6	25	0,0003	0,003
LM368Y-2.5	NS	V	—	8	V	2,5	0,2	11	4,9	0,35	10	12	—	0,0001	0,003
LM368-5	NS	V	—	4	V	5,0	0,1	15	7,5	0,25	10	16	—	0,0001	0,003
LM368-10	NS	V	—	4	V	10,0	0,1	15	12,5	0,25	10	30	—	0,0001	0,003
LM369B	NS	—	V	3,8	V	10,0	0,05	1,5	13	1,4	10	4	6	0,0002	0,003
AD580M	AD	V	—	3	—	2,5	1	10	4,5	1	10	60	25	0,04	0,4
AD581L	AD +	V	—	3	—	10,0	0,05	5	12	0,75	10	50	25	0,005	0,002
AD584L	AD	V	—	8	V	2,5	0,05	10	5	0,75	18	50	25	0,005	0,002
–»–	AD					5,0	0,06	5	7,5	0,75	15	50	25	0,005	0,002
–»–	AD					7,5	0,06	5	10	0,75	13	50	25	0,005	0,002
–»–	AD					10,0	0,1	5	12,5	0,75	10	50	25	0,005	0,002
AD586L	AD	—	V	8	V	5,0	0,05	5[13]	—	5[13]	10	—	15	—	—
AD587L	AD	—	V	8	V	10,0	0,05	5[13]	—	5[13]	10	—	15	—	—
AD588B	AD	—	V	14	V	±10,0	0,01	1,5[13]	±14	±10	±10	10	25[13]	0,002[13]	0,01[13]
MAX671C	MA	—	V	14	V	10,0	0,01	1[13]	13,5	9	10	12	50	0,005[13]	0,01[13]
AD689L	AD	—	V	8	V	8,192	0,05	5[13]	10,8	2	±10	2	15	0,002[13]	0,01[13]
R675C-3	HS	—	V	14	V	±10,0	0,05	5	±13	+15, −3[13]	10	—	—	0,003[13]	0,02[13]
LT1019A-2.5	LT	V	—	8	V	2,5	0,002	3	4	0,7	10	6	—	0,00005	0,0008
LT1021B-5	LT	—	V	8	V	5,0	1	2	7	0,8	10	3	15	0,0004	0,01
LT1031B	LT	—	V	3	—	0,05	3	11	1,2	10	6	15	0,00005	0,01	
MC1403A	MO	V	—	8	—	2,5	1	10	4,5	1,2	10	—	—	0,002	0,06
MC1404AU5	MO	V	—	8	V	5,0	1	10	7,5	1,2	10	12	25	0,001	0,06
MC1404AU10	MO	V	—	8	V	10,0	1	10	12,5	1,2	10	12	25	0,0006	0,06
AD2702L[9]	AD +	—	V	14	V	±10,0	0,05	5[13]	±13	+12, −2	±10	50	100	0,03[13]	0,05[13]
AD2712L[9]	AD +	—	V	14	V	±10,0	0,01	1[13]	±13	+12, −2	±5	30	25	0,013	0,003[10]
LP2950ACZ	NS	V	—	3	—	5,0	0,5	20	5,4	0,08	100	—	—	0,002	0,004
ICL8212	IL	V	—	8	V	1,15	3	200	1,8	0,035	20	—	—	0,2	
TSC9495	TS	V	—	8	V	5,0	1	20	7	1	8	12	—	0,01	0,06
TSC9496	TS	V	—	8	V	10,0	1	20	12	1	8	25	—	0,01	0,06

1) От 0 до 1 мА. 2) Максимальный ток стабилитрона. 3) Встроенный в чип нагреватель/термостат. 4) Рабочий ток 10 мкА – 20 мА. 5) 1 Гц – 10 кГц. 6) 10 Гц – 10 кГц (эфф.). 7) 10 Гц – 1 кГц (эфф.). 8) При 50 мкА – 5 мА. 9) 2700, 2710: +10 В; 2701: −10 В; 2702, 2712: ±10 В. 10) 0–5 мА. 11) При 50–500 мкА. 12) При 0,5–20 мА. 13) Мин. или макс. 14) 1–20 мА (макс.). 15) При 0,5–10 мА. 16) При 20 мкА – 20 мА. 17) При 0,1–20 мА. 18) При 1–5 мА.

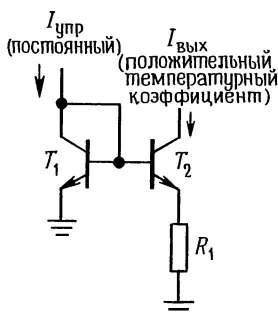


Рис. 6.23.

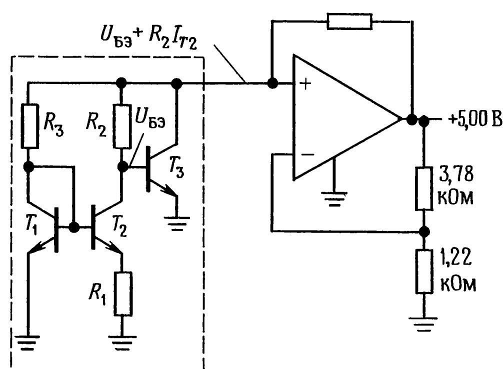


Рис. 6.24. Классическая схема источника опорного напряжения с напряжением запрещенной зоны полупроводника.

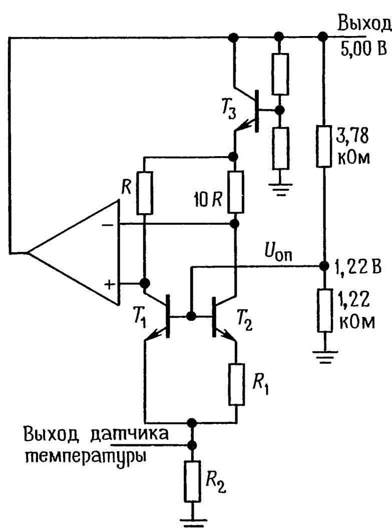


Рис. 6.25.

На рис. 6.25 показана другая весьма популярная схема стабилитрона «запрещенной зоны» (заменена обведенная часть схемы рис. 6.24). T_1 и T_2 – согласованная пара транзисторов, вынужденная благодаря обратной связи по разности напряжений коллекторов работать при отношении токов коллекторов 10:1. Разность напряжений $U_{БЭ}$, равная $(kT/q)\ln 10$, делает ток эмиттера T_2 пропорциональным температуре (разность напряжений приложена к резистору R_1). Но поскольку коллекторный ток T_1 всегда в 10 раз больше этой величины, он также пропорционален T. Поэтому суммарный эмиттерный ток пропорционален T и создает на резисторе R_2 падение напряжения, имеющее положительный температурный коэффициент. Это падение напряжения может быть использовано в качестве выходного сигнала температурного датчика (мы об этом дальше упомянем). В данной схеме напряжение, снимаемое с резистора R_2, складывается с напряжением $U_{БЭ}$ транзистора T_1 для получения стабильного опорного напряжения с нулевым температурным коэффициентом на базах транзисторов T_1 и T_2. «Опорные источники запрещенной зоны» существуют в самых разных вариантах, но для них всех характерно сложение напряжения $U_{БЭ}$ с напряжением, созданным парой транзисторов, работающих с некоторым заданным отношением плотностей токов.

ИМС опорных источников с напряжением запрещенной зоны. Примером стабилитрона с напряжением запрещенной зоны является недорогая двухвыводная схема LM385-1.2, имеющая номинальное рабочее напряжение 1,235 В ± 1% (ее собрат LM385-2.5 имеет встроенную схему для генерации 2,5 В), работоспособную при токах вплоть до столь малых значений как 10 мкА. Это много меньше, чем можно было бы требовать от любого стабилитрона, и это делает данные ИМС прекрасным образом подходящими для микромощных приборов (см. гл. 14).Столь низкое опорное напряжение (1,235 В) часто намного более удобная вещь, чем номинальное рабочее напряжение стабилитронов 5 В (вы можете

встретить стабилитроны с номинальным напряжением 3,3 В, однако у них совершенно ужасные характеристики с очень плавным изгибом). Лучшие образцы из ряда LM385 гарантируют температурный коэффициент не хуже $30 \cdot 10^{-6}$/°C и типичное значение динамического сопротивления 1 Ом при токе 100 мкА. Сравним эти величины с теми же параметрами стабилитрона 1N4370 на 2,4 В: температурный коэффициент $800 \cdot 10^{-6}$/°C (тип.), динамическое сопротивление около 3000 Ом при токе 100 мкА, и одновременно при этом же токе «напряжение стабилизации» (определяемое в спецификации как 2,4 В при токе 20 мА) составляет около 1,1 В! Когда вам нужно прецизионно стабильное напряжение, эти превосходные ИМС на $U_{БЭ}$-стабилитроне кладут обычные стабилитроны на лопатки.

Если вы готовы выложить чуть больше денег, то сможете найти опорные источники на $U_{БЭ}$-стабилитронах с превосходной стабильностью, например такие, как двухвыводной LT1029 или трехвыводной REF-43 (2,5 В, $3 \cdot 10^{-6}$/°C макс.). Последний тип, так же как и трехвыводные источники опорного напряжения на стабилитронах, нуждается в источнике питания постоянного тока. В табл. 6.7 перечислены большинство из имеющихся источников опорного напряжения (на стабилитронах и $U_{БЭ}$-стабилитронах, двух- и трехвыводные).

Одним из интересных источников опорного напряжения является ИМС TL431C. Это недорогой источник опорного напряжения на «программируемом стабилитроне»; его схема включения показана на рис. 6.26. «Стабилитрон» включается, когда управляющее напряжение достигает

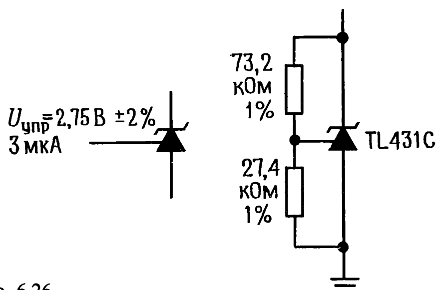


Рис. 6.26.

2,75 В («стабилитрон» сделан по схеме $U_{БЭ}$); этот прибор по управляющему входу потребляет ток всего лишь в несколько микроампер и имеет температурный коэффициент выходного напряжения около 10^{-5}/°C. При указанных на схеме значениях параметров на выходе получается стабилизированное напряжение 10 В. Эти приборы выпускаются в двухрядных корпусах мини-DIP и могут работать при токах до 100 мА.

Температурные датчики, использующие $U_{БЭ}$. Предсказуемостью изменения $U_{БЭ}$ с температурой можно воспользоваться при создании ИМС для измерения температуры. Например, REF-02 помимо своей основной функции генерирует выходное напряжение, линейно изменяющееся с температурой (см. выше). С помощью простых внешних схем можно получить выходное напряжение, сигнализирующее о температуре ИМС с точностью 1% во всем «армейском» диапазоне (от −55 до +125°C). Схема AD590, используемая как чисто температурный датчик, дает точный ток 1 мкА/К. Это двухвыводное устройство; к нему надо приложить напряжение (4–30 В) и можно измерять ток. LM334 также можно применять таким способом. Другие датчики, такие как LM35 и LM335, генерируют на выходе точное напряжение с крутизной +10 мВ/°C. В разд. 15.01 все эти «преобразователи» температуры рассмотрены детально.

Трехвыводные прецизионные источники опорного напряжения. Ранее мы уже отмечали, что возможно создание источников опорного напряжения с отличной температурной стабильностью (до 10^{-6}/°C и даже лучше). Это особенно впечатляет, когда вы видите, что имеющий почтенный возраст элемент Вестона – традиционный, прошедший через века источник опорного напряжения, – имеет температурный коэффициент порядка $4 \cdot 10^{-5}$/°C (см. разд. 15.11). Вот два способа получения таких источников.

1. *Температурно-стабилизированные источники опорного напряжения.* Хороший подход к получению превосходной температурной стабильности источников опор-

ного напряжения или других схем заключается в обеспечении работы источников опорного напряжения и, возможно, связанных с ними схем при постоянной повышенной температуре. В гл. 15 будут показаны простые приемы осуществления этой идеи (один очевидный способ состоит в организации управления нагревателем с помощью температурного датчика $U_{БЭ}$). Таким образом можно добиться сильного уменьшения зависимости характеристик схемы от колебаний внешней температуры. Для прецизионной схемотехники представляет интерес метод помещения хорошо температурно-компенсированного опорного источника в условия постоянной температуры, что значительно улучшает его характеристики.

Подобная техника температурно-стабилизированных или «термостатированных» схем применяется уже много лет, в частности для создания сверхстабильных генераторов. Существуют не слишком дорогие источники питания и опорные источники напряжения, в которых используются термостатированные опорные схемы. Этот метод дает хорошие результаты, но имеет свои недостатки: громоздкость и сравнительно большую потребляемую нагревателем мощность, а также медленный разогрев и выход на режим (обычно 10 или более минут). Эти проблемы легко снять, если стабилизировать температуру на уровне кристалла ИМС (чипа) включением нагревательной схемы вместе с датчиком в состав самой интегральной схемы. Этот подход был впервые опробован в 60-х годах фирмой Fairchild, выпустившей температурно-стабилизированную дифференциальную пару μA726 и предусилитель постоянного тока μA727.

Позже появились «термостатированные» источники опорных напряжений, такие , как серия National LM199. ИМС этой серии имеют температурный коэффициент (типовое значение) 0,00002%/°C, или $2 \cdot 10^{-7}$/°C. Такие опорные источники установлены в стандартных транзисторных корпусах ТО-46. Их нагреватели потребляют мощность 0,25 Вт и разогреваются до нужной температуры за 3 с. Пользуясь этими схемами, следует отдавать себе отчет в том, что последующие схемы на операционных усилителях, и даже проволочные прецизионные резисторы с их температурным коэффициентом $\pm 2{,}5 \cdot 10^{-6}$/°C, могут сильно испортить характеристики, если при проектировании не принять крайних мер предосторожности. В частности, приходится учитывать даже дрейф прецизионных ОУ с очень низким уровнем дрейфа, таких, как OP-07, с типовым значением дрейфа входного каскада 0,2 мкВ/°C. Эти аспекты проектирования прецизионных схем рассматриваются в гл. 7 в разд. 7.01–7.06.

При использовании LM399 существует одна опасность: чип может выйти из строя, если напряжение питания нагревателя хотя бы на короткий момент времени упадет ниже 7,5 В.

Источник опорного напряжения с запрещенной зоной LT1019 хотя и работает в нормальных условиях без подогрева, однако имеет встроенные в кристалл нагреватель и датчик. Поэтому его можно включать так же, как и LM399, получая температурный коэффициент менее $2 \cdot 10^{-6}$/°C. Однако в отличие от LM399 для LT1019 требуется некоторая внешняя схемная обвязка, чтобы получить термостат (ОУ и с полдюжины элементов).

2. *Прецизионные источники опорного напряжения без подогрева.* Термостатированная LM399 имеет превосходный температурный коэффициент, однако она не демонстрирует чего-либо экстраординарного в отношении таких параметров, как шум или долговременный дрейф (см. табл. 6.7). Кроме того, нагрев этого кристалла занимает несколько секунд и он потребляет большую мощность (4 Вт при включении, 250 мВт после стабилизации).

Хитроумные разработчики сделали возможным создание источников опорного напряжения с эквивалентной стабильностью, но без подогрева. ИМС REF10KM и REF101KM фирмы Burr-Brown имеют температурный коэффициент 10^{-6}/°C (макс.), они не потребляют мощность для подогрева и у них нет задержки выхода на режим за счет нагре-

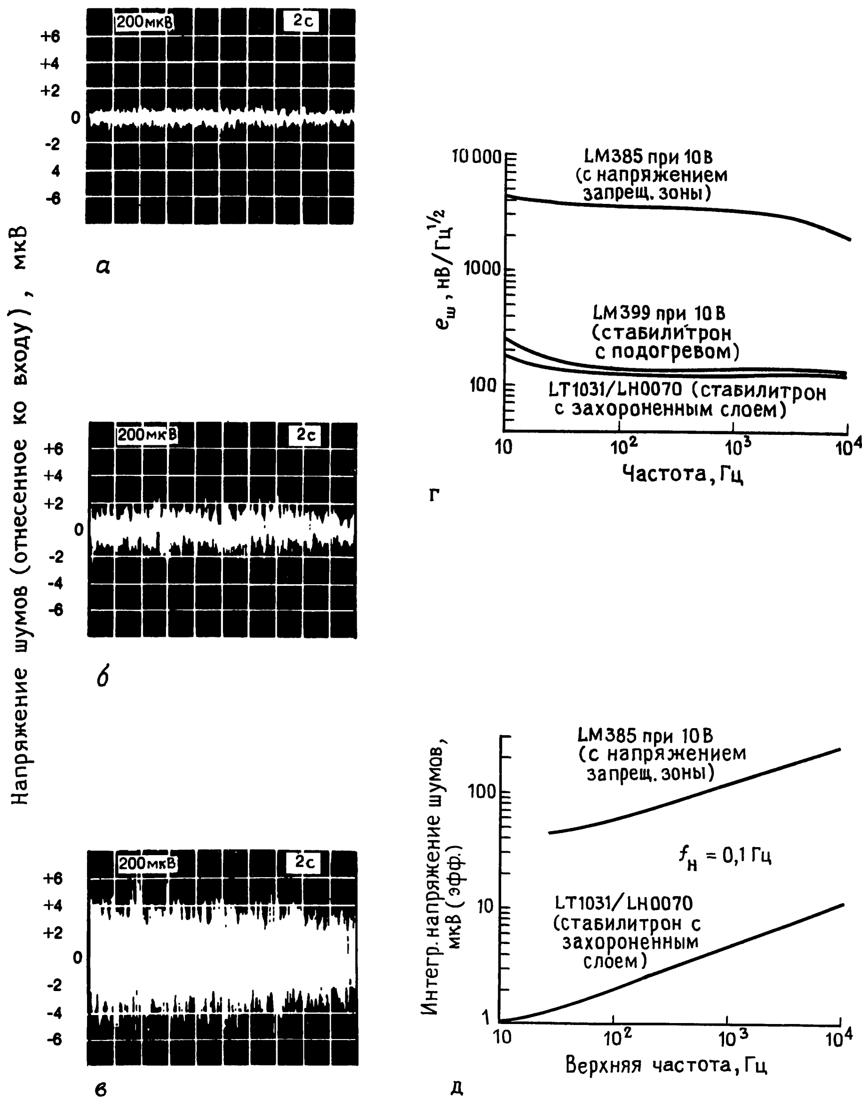


Рис. 6.27. Сравнение напряжения шумов стабилитронов с захороненным слоем (*а*), стабилитронов с подогревом (*б*) и источников опорного напряжения на $U_{БЭ}$–стабилитроне (*в*). (С разрешения Burr-Brown Corporation). Сравнение плотности шумов $e_ш$ (*г*) и интегрального напряжения шума (*д*) стабилитронов указанных типов.

ва. Кроме того, долговременный дрейф и шум у них меньше, чем у источников типа LM399. Среди других трехвыводных источников опорного напряжения с температурным коэффициентом не более 10^{-6}/°С – MAX671 фирмы Maxim и AD2710 или AD2712, выпускаемые фирмой Analog Devices. В двухвыводной конфигурации есть лишь один достойный соперник – это великолепный LTZ1000 фирмы Linear Technology, у которого заявленный температурный коэффициент составляет $0{,}05 \cdot 10^{-6}$/°С. В спецификации на это устройство указаны также на порядок лучшие характеристики по долговременной стабильности и шуму, чем у любых других источников опорного напряжения любого типа. Для ИМС LTZ1000

требуется хорошая внешняя схема смещения; которую можно построить на ОУ и еще нескольких элементах. Во всех перечисленных высокостабильных источниках опорного напряжения (включая LM399 с подогревом) используются стабилитроны с захороненным слоем, что дополнительно обеспечивает намного меньший шум, чем обычные стабилитроны или $U_{БЭ}$-стабилитроны (рис. 6.27).

ТРЕХВЫВОДНЫЕ И ЧЕТЫРЕХВЫВОДНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ

6.16. Трехвыводные стабилизаторы

Для большинства не слишком ответственных применений лучше выбрать простой трехвыводной стабилизатор напряжения. Он имеет всего три внешних вывода (вход, выход и земля) и настраивается изготовителем на нужное фиксированное напряжение. Типичные представители стабилизаторов такого рода – серия 7800. Их напряжение указывается в последних двух цифрах (вместо нулей) и может иметь одно из следующих значений: 05, 06, 08, 10, 12, 15, 18, 24. На рис. 6.28 показано, как легко сделать стабилизатор, например на 5 В с применением одной из этих схем. Конденсатор, поставленный параллельно выходу, улучшает переходные процессы и удерживает полное выходное сопротивление на низком уровне при высоких частотах (если стабилизатор расположен на значительном расстоянии от конденсатора фильтра, следует применить дополнительный входной конденсатор емкостью по крайней мере 0,33 мкФ). Серия 7800 выпускается в пластмассовых и металлических корпусах, в таких же, как и мощные транзисторы. Маломощный вариант, серия 78L00 также выпускается в пластмассовых и металлических корпусах, в которых выпускаются маломощные

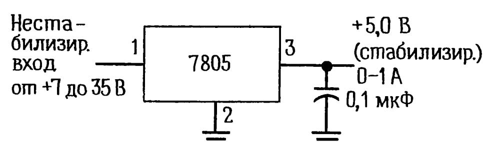


Рис. 6.28.

транзисторы (табл. 6.8). Серия 7900 стабилизаторов отрицательных напряжений работает точно так же, но, конечно, с отрицательным входным напряжением. Серия 7800 обеспечивает ток нагрузки до 1 А и снабжена внутренней защитой от повреждений в случае перегрева или чрезмерного тока нагрузки (ИМС не сгорает, а выключается). Кроме того, предусмотрена защита прибора при выходе из области безопасной работы (разд. 6.07) за счет уменьшения предельно возможного вых. тока при увеличении разности входного и выходного напряжений. Такие стабилизаторы дешевы и просты в употреблении; это делает реальным проектирование схем с большим количеством печатных плат, к которым подводится нестабилизированное постоянное напряжение, а отдельный стабилизатор устанавливается на каждой плате.

Трехвыводные стабилизаторы с фиксированным напряжением выпускаются в нескольких очень удобных вариантах. LP2950 работает точно так, как и 7805, но потребляет в установившемся режиме всего лишь 75 мкА (сравните с 5 мА у 7805 или 3 мА у 78L05); кроме того, он не теряет способности стабилизации даже тогда, когда перепад напряжений (нестабилизированного на входе и стабилизированного на выходе) составляет всего лишь 0,4 В (сравните с 2 В перепада напряжений, необходимыми для классической ИМС 7805). У LM2931 также низкий перепад напряжений, но его можно было бы назвать миллимощным (ток покоя 0,4 мА) в сравнении «микромощным» LP2950. Стабилизаторы с низким перепадом напряжения выпускаются также и на большие токи, например, серии LT1085/4/3 фирмы LTC (3 А, 5 А и 7,5 А соответственно, у каждого типа есть ИМС на +5 и +12 В). Такие стабилизаторы, как LM2984, в основе своей трехвыводные с фиксированным напряжением, но с дополнительными выводами для сигнализации микропроцессору о том, что питание пропало и вновь появилось. И наконец, такие ИМС, как 4195, состоят из двух трехвыводных стабилизаторов на 15 В, один на положительное, другой – на

отрицательное напряжение. Вскоре мы поговорим об этих специальных стабилизаторах подробнее.

6.17. Трехвыводные регулируемые стабилизаторы

Иногда нам нужно нестандартное стабилизированное напряжение (скажем, +9 В, чтобы заменить таким образом батарею) и мы не можем по этой причине применить фиксированный стабилизатор серии 7800. Или, возможно, вам требуется стандартное напряжение, но устанавливаемое более точно, чем ±3%, типично предусматриваемые в стабилизаторах с фиксированным напряжением. Но теперь вы уже «подогреты» простотой трехвыводных стабилизаторов и уже не представляете себе, как можно иметь дело со схемами стабилизатора на ИМС 723 со всеми внешними элементами, которые для нее требуются. Что делать? Взять «трехвыводной регулируемый стабилизатор»! В табл. 6.9 перечислены характеристики представительной выборки трехвыводных регулируемых стабилизаторов.

Типичным представителем этих замечательных ИМС является классический LM317 фирмы National. У этого стабилизатора нет вывода на землю; вместо этого у него поддерживается $U_{\text{вых}}$, такое, что между выходом и этим «регулировочным» выводом всегда было напряжение 1,25 В. На рис. 6.29 показан простейший способ применения этого стабилизатора. Стабилизатор подводит напряжение 1,25 В к резистору R_1, поэтому через него течет ток 5 мА. Регулировочный вывод потребляет очень небольшой ток (50–100 мкА), поэтому выходное напряжение равно $U_{\text{вых}} = 1{,}25\ (1 + R_2/R_1)$ В. Но в таком случае выходное напряжение можно регулировать от 1,25 до 25 В. Для тех применений, которые требуют фиксированного выходного напряжения, R_2 обычно подстраивается в очень узком диапазоне для увеличения точности подстройки (применяется последовательное соединение фиксированного резистора и подстроечного). Выбирайте сопротивления резистивного делителя достаточно небольшими, чтобы ток через него можно было изменить на 50 мкА, корректируя его с изменением температуры. Поскольку петля коррекции данного стабилизатора – это выходной конденсатор, то здесь должны использоваться бóльшие емкости, чем в других схемах. Требуется по меньшей мере танталовый конденсатор 1 мкФ, однако рекомендуется несколько большая емкость – что-нибудь вроде 6,8 мкФ.

Схема 317 выпускается в разных корпусах: пластмассовых на большую мощность (ТО-220), металлических большой мощности (ТО-3) и в корпусах для маломощных транзисторов (металлический ТО-5 и пластмассовый ТО-92). Схема в корпусе на большую мощность, оснащенная соответствующим радиатором, может отдавать ток до 1,5 А. Поскольку эта схема не имеет непосредственного заземления, ее можно использовать в стабилизаторах высокого напряжения, пока разность входного и выходного напряжения не превосходит максимум 40 В (у высоковольтного варианта LM317HV – 60 В).

Упражнение 6.5. Спроектируйте стабилизатор на +5 В на основе схемы 317. Обеспечьте регулировку напряжения в пределах ±20% с помощью подстроечного потенциометра.

Существуют трехвыводные регулируемые стабилизаторы, рассчитанные на более сильные токи, например LM350 (3 А), LM338 (5 А) и LM396 (10 А), а также на более высокие напряжения, например LM317H (60 В) и TL783 (125 В). Внимательно изучите спецификации, прежде чем применять эти устройства, обращая внимание на требования к шунтирующему конденсатору и предложения относительно диода защиты. Как и в случае с трехвыводными стабилизаторами с фиксированным напряжением, имеются варианты схем с малым перепадом напряжений (например, у LT1085 перепад напряжений между входом и выходом составляет 1,3 В при токе 3,5 А) и можно найти микромощные варианты ИМС (например, LP2951 – регулируемый вариант 5-вольтового стабилизатора LP2950 с фиксированным напряжением; оба имеют $I_{\text{покоя}} = 75$ мкА). Можно также найти и ва-

Таблица 6.8. Стабилизаторы с фиксированным выходным напряжением

Тип	Корпус	$U_{вых}$, В	Точность, %	Выходной ток/мощность (макс.)[1]			Стабилизация (тип.), мВ	
				при 75 °С на корпусе $I_{вых}$, А	без радиатора[2]		по нагрузке[3]	по входу[4]
					$I_{вых}$, А	$P_{расс}$, Вт		
На положительную полярность								
LM2950CZ-5.0	TO-92	5	1	0,08	0,1	0,5	2	1,5
LM2931Z-5.0	TO-92	5	5	0,1	0,1	0,5	14	3
LM78L05ACZ	TO-92	5	4	0,1	0,1	0,6	5	50
LM330T-5.0[7]	TO-220	5	4	0,15	0,15	1,5	14	20
TL750L05	TO-92	5	4	0,15	0,15	0,6	20	6
LM2984CT	TO-220[8]	5	3	0,5	0,5	2	12	4
LM2925T	TO-220	5	5	0,75	0,5	2	10	8
LM2935T	TO-220	5	5	0,75	0,5	2	10	8
LM309K	TO-3	5	4	1	0,6	2,2	20	4
LT1005CT	TO-220	5	2	1	0,5	2	5	5
LM2940T-5.0	TO-220	5	3	1	0,5	2	35	20
LM7805CK	TO-3	5	4	1	0,6	2,2	10	3
LM7805CT	TO-220	5	4	1	0,45	1,7	10	3
LM7815CT	TO-220	15	4	1	0,15	1,7	12	4
LT1086-5CT	TO-220	5	1	1,5	0,5	2	5	0,5
LAS16A05	TO-3	5	2	2	0,75	2,8	30[10]	100[10]
LM323K	TO-3	5	4	3	0,6	2	25	5
LT1035CK	TO-3	5	2	3	0,8	3	10	5
LT1085-5CT	TO-220	5	1	3	0,5	2	5	0,5
LAS14A05	TO-3	5	2	3	0,8	3	30[10]	50[10]
LT1003CK	TO-3	5	2	5	0,8	3	25	5
LT1084-5CK	TO-3	5	1	5	0,8	3	5	0,5
LAS19A05	TO-3	5	2	5	0,8	3	30[10]	50[10]
LT1083-5CK	TO-3	5	1	7,5	0,8	3	5	0,5
LAS3905	TO-3	5	5	8	0,8	3	20[10]	100[10]
На отрицательную полярность								
LM79L15ACZ	TO-92	−15	4	0,1	0,05	0,6	75[10]	45[10]
LM7915CK	TO-3	−15	4	1	0,2	2,2	4	3
LM7915CT	TO-220	−15	4	1	0,15	1,7	4	3
LM345K-5.0	TO-3	−5	4	3	0,2	2,1	10	5

[1] $U_{вх} = 1{,}75U_{вых}$. [2] Температура окр. среды 50 °С. [3] От 0 до $I_{макс}$. [4] Для $\Delta U_{вх} \approx 15$ В. [5] $\Delta U_{вых}$ для температуры переходов от 0 до 100 °С. [6] На 1000 ч. [7] Подобен LM2930T-5.0, LM2931T-5.0. [8] Широкий TO-220. [9] При $I_{макс}$. [10] Мин. или макс. [11] Типичное значение. Все имеют внутренние схемы тепловой защиты и ограничения тока. Большинство устройств рассчитано на значения ±5, 6, 8, 10, 12, 18 и 24 В. Некоторые выпускаются со значениями −2, −3, −4, −5,2, −9, +2,6, ±9 и ±17 В.

$\Theta_{пк}$, °С/Вт	Входное напряжение, В		Подавление пульсаций 120 Гц (тип.), дБ	Температурная стабильность, (тип.)[5] %	Долговременная стабильность, (макс.)[6] %	Выходное полное сопротивление, Ом		Примечания
	мин.[9]	макс.				10 Гц	10 кГц	
160	5,4	30	70	10	—	0,01	0,5	Микромощный, 1%
160	5,3	26	80	—	0,4[11]	0,1	0,2	Малый перепад, малая мощность
160	7	35	50	—	0,25	0,2	0,2	Малый корпус; LM240LAZ-5.0
4	5,3	26	56	25	0,4[11]	0,1	0,2	Малый перепад; 2930
160	5,6	26	65	50	—	—	—	TL751 имеет вход «разрешение»
3	5,5	26	70	3	0,4[11]	0,01	0,02	Сдвоенный выход (μP); восстановление, вкл./выкл.
3	5,6	26	66	—	0,4[11]	0,2	0,2	Микропроцессор; с восстановлением
3	5,5	26	66	—	0,4[11]	0,02	0,02	Сдвоенный выход (μP); восстановление, вкл./выкл.
3	7	35	80	50	0,4	0,04	0,05	Оригинальный стабилизатор на +5 В
3	7	20	70	25	—	0,003	0,01	Сдвоенный выход (μP)
3	5,5	26	72	20	0,4[11]	0,03	0,03	
3,5	7	35	80	30	0,4	0,01	0,03	LM340K-5
3	7	35	80	30	0,4	0,01	0,03	Популярный; ML340T-5
3	17	35	70	100	0,4	0,02	0,05	LM340T-15
3	6,3	30	63	25	1	—	—	Малый перепад
2,5	7,6	30	75	—	—	0,002	0,02	Lambda; монолитный
2	7	20	70	30	0,7	0,01	0,02	
1,5	7,3	20	70	25	—	0,003	0,01	Сдвоенный +5 В; у 1036 +12/+5 В
3	6,3	30	63	25	1	—	—	Малый перепад
2,3	7,5	35	70	100[10]	—	0,001	0,003	Lambda; монолитный
1	7,3	20	66	25	0,7	0,003	0,02	
1,6	6,3	30	63	25	1	—	—	Малый перепад
0,9	7,6	30	70	150[10]	—	0,01	0,2	Lambda; монолитный
1,6	6,3	30	63	25	1	—	—	Малый перепад
0,7	7,6	25	60[10]	100	—	0,004	0,01	Lambda; монолитный
160	−17	−35	40	—	0,4[11]	0,05	0,05	Малый корпус; LM320LZ-15
3,5	−16,5	−35	60	60	0,4	0,06	0,07	LM320KC-15
3	−16,5	−35	60	60	0,4	0,06	0,07	LM320T-15
2	−7,5	−20	65	25	1,0	0,02	0,04	

Таблица 6.9. Регулируемые стабилизаторы напряжения

Тип	Полярность	Корпус	Выходное напряжение, В		$I_{макс}$, А	Стабилизация (тип.), %		$\Theta_{пк}$, °С/Вт	Входное напряжение, В		Перепад напряжения, при $I_{макс}$ (макс.), В	Подавление пульсации 120 Гц (тип.), дБ	Температурная стабильность[3] (тип.), %	Временная стабильность[4] (макс.), %	Выходное полное сопротивление, Ом		Тепловая защита	Встроенный ограничитель тока	Примечания
			мин.	макс.		по нагрузке[1]	по входу[2]		мин.	макс.					10 Гц	10 кГц			
Трехвыводные																			
LM317L	+	TO-92	1,2	37	0,1	0,1	0,15	160[7]	—	40[5]	2,5[9]	65	0,5	1	0,07	4	V	V	Миниатюрный
LM337L	–	TO-92	1,2	37	0,1	0,1	0,15	160[7]	—	–40[5]	2,5[9]	65	0,5	—	—	—	V	V	Миниатюрный (отриц. 317L)
LM317H	+	TO-39	1,2	37	0,5	0,1	0,2	12	—	40[5]	2[9]	80	0,6	0,3	0,01	0,03	V	V	317 в корпусе TO-39
LM337H	–	TO-39	–1,2	–37	0,5	0,3	0,2	12	—	–40[5]	2[9]	75	0,5	0,3	0,02	0,02	V	V	Отрицательный 317H
TL783C	+	TO-220	1,3	125	0,7	0,2[6]	0,02	4	—	125[5]	10	50	0,3	0,2	0,05	0,3	V	V	МОП-транзисторный высоковольтный
LM317T	+	TO-220	1,2	37	1,5	0,1	0,2	4	—	40[5]	2,5[9]	80	0,6	0,3	0,01	0,03	V	V	Популярный
LM317HVK	+	TO-3	1,2	57	1,5	0,1	0,2	2,3	—	60[5]	2,5[9]	80	0,6	0,3	0,01	0,03	V	V	Высоковольтный 317
LM337T	–	TO-220	–1,2	–37	1,5	0,3	0,2	4	—	–40[5]	2,5[9]	75	0,5	0,3	0,02	0,02	V	V	Отрицательный 317
LM337HVK	–	TO-3	–1,2	–47	1,5	0,3	0,2	2,3	—	–50[5]	2,5[9]	75	0,5	0,3	0,02	0,02	V	V	Высоковольтный 337
LT1086CP	+	TO-220	1,3	30	1,5	0,1	0,02	—	—	30[5]	1,5	75	0,5	1	—	—	V	V	Малый перепад
LM350K	+	TO-3	1,2	32	3	0,1	0,1	2	—	35[5]	2,5[9]	80	0,6	0,3	0,005	0,02	V	V	Монолитный на 3 А
IP3R07T	+	TO-220	1,2	37	3	0,1	0,08	2,3	—	15[5]	0,8[9]	65	—	—	—	—	V	V	Два нестабилизированных входа
LM333T	–	TO-220	–1,2	–32	3	0,2	0,02	50	—	–35[5]	2,5[9]	60	0,5	0,2	—	—	V	V	Отрицательный 350; LT1033 – улучшенный вариант
LT1085CT	+	TO-220	1,3	30	3	0,1	0,02	3	—	30[5]	1,5	75	0,5	1	—	—	V	V	Малый перепад
LM338K	+	TO-3	1,2	32	5	0,1	0,1	2	—	35[5]	2,5[9]	80	0,6	0,3	—	—	V	V	Монолитный на 5 А
LT1084CP	+	TO-247	1,3	30	5	0,1	0,02	2,3	—	30[5]	1,5	75	0,5	1	—	—	V	V	Малый перепад
LT1083CP	+	TO-247	1,3	30	7,5	0,1	0,02	1,6	—	30[5]	1,5	75	0,5	1	—	—	V	V	То же
LM396K	+	TO-3	1,2	15	10	0,4[8]	0,08	1	—	20[5]	2,1[9]	74	0,3	1	0,01	0,02	V	V	Монолитный на 10 А
LT1038CK	+	TO-3	1,2	32	10	0,1	0,08	1	—	35[5]	2,5[9]	60	1	1	0,005	0,1	V	V	То же, 1%-ная точность
Четырехвыводные																			
μA78GU1C	+	TO-220	5	30	1	1[8]	1[8]	7,5	7,5	40	2,5	80	3[8]	—	—	—	V	V	Есть в корпусе TO-39

µA79GU1C	−	TO-220	−2,5	−30	1	1[8]	1[8]	7,5	−7	−40	2[9]	60	3[8]	—	—	—	V	V	То же
LAS15U	+	TO-3	4	30	1,5	0,6[8]	2[8]	3	6,5	40	2,4	70	3[8]	—	0,003	0,02	V	V	Lambda
LAS18U	−	TO-3	−2,6	−30	1,5	0,6[8]	2[8]	3	−5	−40	2,1	60	3[8]	—	0,02	0,04	V	V	То же
LAS16U	+	TO-3	4	30	2	0,6[8]	2[8]	2,5	6,5	35	2,6	70	2[8]	—	0,002	0,02	V	V	–»–
LAS14AU	+	TO-3	4	35	3	0,6[8]	1[8]	1,5	6,5	40	2,3	70	2[8]	—	0,001	0,01	V	V	–»–
LAS19U	+	TO-3	4	30	5	0,6[8]	1[8]	0,9	6,5	35	2,6	65	2[8]	—	0,0005	0,004	V	V	–»–
LAS39U	+	TO-3	4	16	8	0,6[8]	2[8]	0,7	6,6	25	2,6	60[8]	3[8]	—	0,002	0,01	V	V	–»–
Многовыводные																			
LM376N	+	DIP-8	5	37	0,03	0,2[8]	0,6[8]	190[7]	9	40	3	60[8]	1[8]	—	—	—	—	—	
LM304H	−	TO-5	0	−40	0,03	1 мВ	0,2	45	−8	−40	2	65	0,3	0,01	—	—	—	—	Оригинальный отрицательный стабилизатор
ICL7663S	+	DIP-8	1,3	16	0,04	0,4[6]	0,5	200[7]	1,5	16	1[9]	20	1	—	—	—	—	—	Микромощный; кроме того, MAX663
MAX664	−	DIP-8	−1,3	−16	0,04	0,8[6]	0,5	120[7]	−2	−16	0,3[9]	15	1	—	—	—	—	—	Микромощный, улучшенный 7664; малый перепад
LM305AH	+	TO-5	4,5	40	0,05	0,03	0,3	45	8,5	50	3	80	0,3	0,1	—	—	—	—	
LM2931CT	+	TO-220	3	24	0,1	0,3	0,06[6]	3	3,6	26	0,3[9]	60[6]	—	0,4	0,1[6]	0,2[6]	V	V	Малый перепад, малая мощность
LP2951CN	+	DIP-8	1,3	29	0,1	0,1[6]	0,03[6]	105	1,7	30	0,4[9]	70[6]	0,5	—	0,01	0,5	V	V	Малый перепад, микромощный
LT1020CN	+	DIP-14	2,5	35	0,13	0,2	0,15	60?	4,5	36	0,4[9]	60	1	—	—	—	V	V	Микромощный
NE550N	+	DIP-14	2	40	0,15	0,03	0,08	150[7]	8,5	40	3	90	0,2	0,1[9]	0,1	0,1	—	—	
µA723PC	+	DIP-14	2	37	0,15	0,03	0,1	150[7]	9,5	40	3	75	0,3	0,1	0,05	0,1	—	—	Классический
LAS1000	+	TO-5	3	38	0,15	0,1[8]	0,2	150[7]	5	40	2	60[8]	1,5[8]	—	0,004	0,05	V	—	Lambda; улучшенный 723
LAS1100	+	TO-5	3	48	0,15	0,1[8]	0,2	150[7]	5	50	2	60[8]	1,5[8]	—	0,004	0,05	V	—	Высоковольтный LAS1000
SG3532J	+	DIP-14	2	38	0,17	0,1	0,1	125[7]	4,7	40	2	66	0,5	0,3	—	—	V	—	Улучшенный 723
MC1469R	+	TO-66	2,5	32	0,6	0,005	0,05	7	9	35	3	100	0,2	—	0,05	0,1	—	—	Прецизионный, может самовозбуждаться
MC1463R	−	TO-66	−3,8	−32	0,6	0,005	0,5	17	−9	−35	3	90	0,2	—	0,02	0,03	—	—	Отрицательный MC1469
LM2941CT	+	TO-220	1,3	25	1			3		26	1	74	0,4	0,4[9]	0,04	0,1	—	V	Малый перепад
LAS2200	+	Модуль	2,5	28	5	0,2[8]	0,15[8]	2	9,6	40	2,5	60[8]	0,7[8]	—	—	—	V	V	
LAS3000	+	Модуль	2,7	29	10	0,2[8]	0,15[8]	1,3	7,9	40	2,5	60[8]	1,5[8]	—	—	—	V	V	Гибридный Lambda, два нестабилизированных входа

Тип	Полярность	Корпус	Выходное напряжение, В		$I_{макс}$, А	Стабилизация (тип.), %		$\Theta_{пк}$, °С/Вт	Входное напряжение, В		Перепад напряжения, при $I_{макс}$ (макс.), В	Подавление пульсации 120 Гц (тип.), дБ	Температурная стабильность[3] (тип.), %	Временная стабильность[4] (макс.), %	Выходное полное сопротивление, Ом		Тепловая защита	Встроенный ограничитель тока	Примечания
			мин.	макс.		по нагрузке[1]	по входу[2]		мин.	макс.					10 Гц	10 кГц			
LAS5000	+	Модуль	4,8	29	20	0,2[8]	0,2[8]	0,7	11,9	40	2,5	60[8]	1,5[8]	—	—	—	V	V	То же
LAS7000	+	Модуль	4,8	29	30	0,2[8]	0,2[8]	0,4	12,3	40	2,5	60[8]	1,5[8]	—	—	—	V	V	-»-
MC1466L	+	DIP-14	0	1000	—	0,02	0,05	170[7]	—	—	2[9]	70	0,4	—	—	—	—	—	Лабораторный источник питания; хороший ограничитель тока
LAS3700	+	ТО-5	0	1000	—	0,003	0,15	220	—	—	—	65	0,5[8]	—	—	—	—	—	«Плавающий» выход, нагреватель на кристалле

[1] При изменении от 10 до 50% $I_{макс}$. [2] Для $\Delta U_{вх} \approx 15$ В. [3] $\Delta U_{вых}$ для изменения $T_{пер}$ с 0 до 100 °С. [4] На 1000 ч. [5] Макс. $U_{вх} - U_{вых}$. [5] При 5 В. [7] $\Theta_{пс}$. [8] Мин. или макс. [9] Типичное значение.

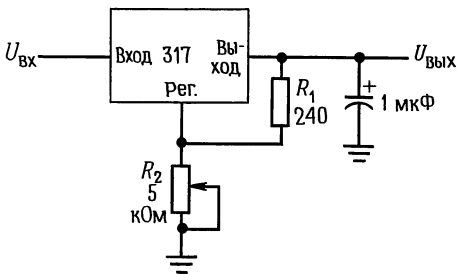


Рис. 6.29. Трехвыводной регулируемый стабилизатор.

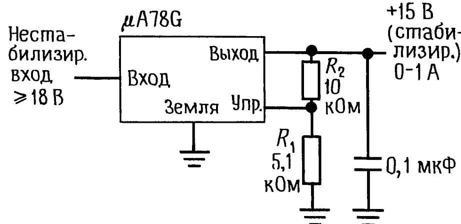


Рис. 6.30.

рианты схем на отрицательное напряжение, хотя их разнообразие меньше: LM337 - аналог (на отрицательное напряжение) схемы LM317 (1,5 А), а LM333 - схемы LM350 (3 А).

Четырехвыводные стабилизаторы. Если условия применения не слишком жесткие, то лучше всего использовать трехвыводные регулируемые стабилизаторы. Исторически они предшествовали четырехвыводным, подключение которых показано на рис. 6.30. На «управляющий» вывод подается часть выходного напряжения; стабилизатор регулирует выходное напряжение, поддерживая на управляющем выводе фиксированное напряжение (+3,8 В для стабилизаторов Lambda, указанных в табл. 6.9, +5 В для μA79G и −2,2 В для стабилизаторов отрицательного напряжения). Четырехвыводные стабилизаторы ничем не лучше более простых трехвыводных (но и не хуже), и мы упоминаем здесь о них лишь для полноты картины.

6.18. Дополнительные замечания относительно трехвыводных стабилизаторов

Общие характеристики трех- и четырехвыводных стабилизаторов. Технические данные, приведенные ниже, типичны для большинства трех- и четырехвыводных стабилизаторов, как регулируемых, так и нерегулируемых. Они могут быть полезны при грубой оценке ожидаемых технических характеристик.

Допуск выходного напряжения	1–2%
Падение напряжения	0,5–2 В
Максимальное входное напряжение	35 В (за исключением TL 783, для которого + 125 В)
Подавление пульсаций	0,01–0,1%
Подавление всплесков	0,1–0,3%
Стабилизация по нагрузке	0,1–0,5% во всем диапазоне нагрузки
Подавление нестабильности входного напряжения постоянного тока	0,2%
Температурная нестабильность	0,5% по всему диапазону температур

Увеличение коэффициента подавления пульсаций. На рис. 6.29 показана схема включения стандартного трехвыводного стабилизатора; работает она превосходно. Тем не менее добавление шунтирующего конденсатора 10 мкФ между выводом для регулировки и землей (рис. 6.31) увеличивает подавление пульсаций (всплесков) почти на 15 дБ (в 5 раз по напряжению). Например, коэффициент подавления пульсаций LM317 достигает 65–80 дБ (последнее значение соответствует 0,1 В пульсаций на выходе при подаче на вход напряжения с пульсацией 1 В). Позаботьтесь о включении разрядного диода для безопасности; более детальную схему вы сможете составить, заглянув в технические данные конкретного стабилизатора.

Стабилизаторы с малым падением напряжения. Как мы уже ранее упоминали,

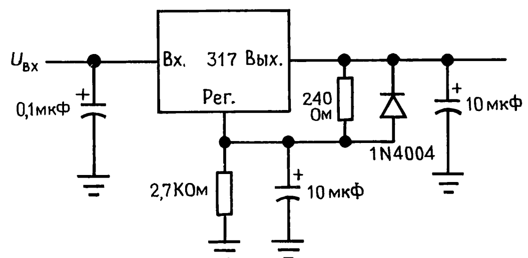


Рис. 6.31. Вывод «рег.» для снижения помех и пульсаций можно зашунтировать, подключив для обеспечения безопасности разрядный диод.

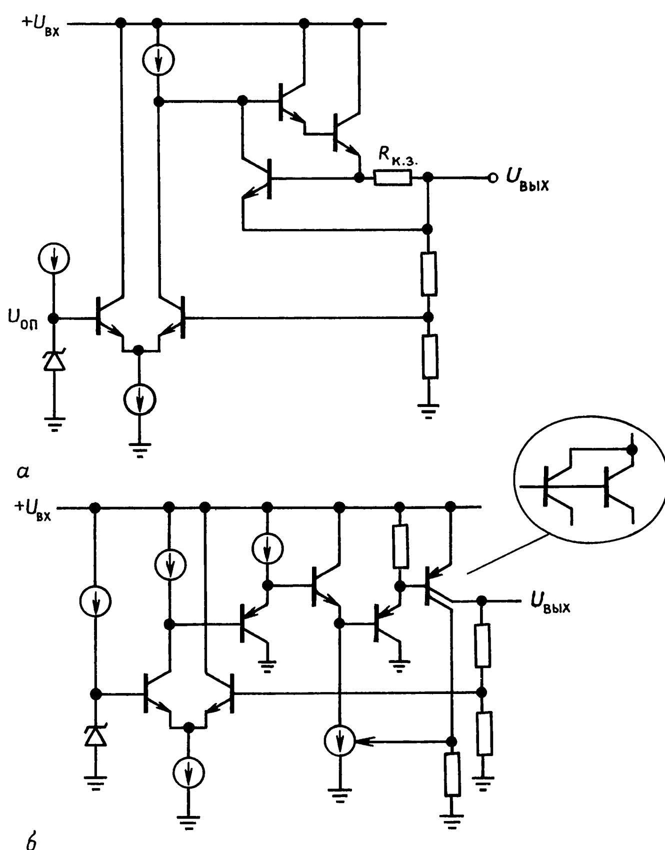


Рис. 6.32. Упрощенная схема 78L*xx* (*а*); упрощенная схема LM330 (с низким перепадом) (*б*).

для работы большинства стабилизаторов требуется по крайней мере 2-вольтовая «добавка». Это объясняется тем, что база проходного *n–p–n*-транзистора находится под напряжением, которое выше напряжения на выходе на $U_{БЭ}$, и должна запускаться от транзистора-формирователя, как правило, другого *n–p–n*-транзистора, база которого подключена к токовому зеркалу. Это уже два падения $U_{БЭ}$. Далее, следует допустить еще одно падение $U_{БЭ}$ на резисторе-датчике тока для защиты схемы от короткого замыкания; взгляните на упрощенную схему 78L*xx* на рис. 6,32, *а*. Три падения $U_{БЭ}$ добавляются к 2 В, ниже этого напряжения стабилизатор перестает работать на полном токе.

С помощью проходного *p–n–p*-транзистора (или *n*-канального МОП-транзистора) «перепад» напряжения можно снизить, избавившись от трех $U_{БЭ}$ в обычной *n–p–n*-схеме и довести его почти до напряжения насыщения транзистора. На рис. 6.32, *б* показана упрощенная схема LM330 нерегулируемого стабилизатора +5 В (150 мА) с малым «перепадом» напряжения. С помощью проходного *p–n–p*-транзистора выход схемы можно установить в пределах напряжения насыщения нестабилизированного входного напряжения. Исключив падение $U_{БЭ}$ на паре Дарлингтона в *n–p–n*-стабилизаторе, разработчики не собираются тратить падение на диоде в обычной (последовательный резистор) схеме защиты от короткого замыкания. Они пользуются хитроумным приемом: выводят часть выходного тока через второй коллектор. Этот ток составляет фиксированную долю выходного тока и используется, как показано на рисунке, для отключения управления базой. Такая схема ограничения тока

не отличается точностью ($I_{огр}$ составляет 150 мА мин. и 700 мА макс.), но она достаточно эффективна для защиты стабилизаторов, которые имеют, помимо того, внутреннюю тепловую защиту.

Выпускается большое число распространенных типов стабилизаторов с малым «перепадом» напряжения, например трехвыводные нерегулируемые (LM2931, LM330, LT1083/4/5 (5 и 12 В), TL750), трехвыводные регулируемые (LT1083/4/5, LM2931) и микромощные (LP2950/1, MAX664, LT1020). В табл. 6.8 и 6.9 включены все стабилизаторы с малым «перепадом», выпускаемые промышленностью на момент подготовки этого издания.

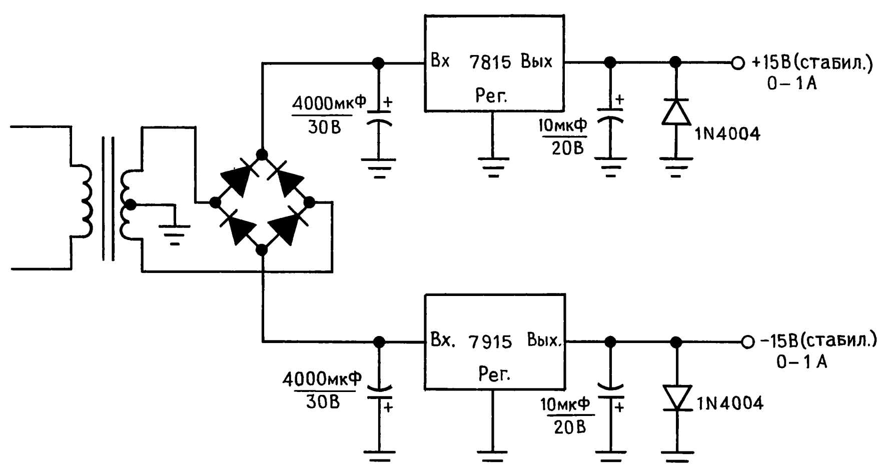
Стабилизаторы, ориентированные на процессоры. Для работы электронных устройств, содержащих микропроцессоры (гл. 10, 11), необходимо нечто большее, чем простое стабилизированное напряжение. Для того чтобы сохранить содержимое энергозависимой памяти (и данные, необходимые для восстановления работы), следует предусмотреть отдельный слаботочный источник постоянного напряжения; он может понадобиться при отключении устройства или в связи с выходом из строя источника питания. Кроме того, эти устройства должны «знать», когда обычный источник питания работоспособен, с тем, чтобы «проснуться» в известном состоянии. Более того, микропроцессорным устройствам может понадобиться несколько миллисекунд перед окончательным выходом из строя обычного источника для того, чтобы успеть передать данные в «безопасную» память.

До недавнего времени вы должны были сами проектировать для этих целей дополнительные схемы. Теперь жизнь стала легче – вы можете приобрести ИС стабилизаторов, ориентированные на (микро)-процессоры, с различными сочетаниями встроенных функций. Иногда эти ИС проходят под наименованием «ИС-наблюдатели для источников питания» или «сторожевые» ИС. Существует, например, LM2984, которая имеет два сильноточных выхода +5 В (один – для микропроцессора, другой – для остальных схем), слаботочный выход +5 В (для памяти) и выход отсроченного флажка ПЕРЕЗАПУСК для инициализации вашего микропроцессора после восстановления питания и вход управления включением/выключением для сильноточных выходов. Кроме того, у нее есть вход, который следит за работой микропроцессора, восстанавливая работу процессора, если тот был вынужден остановиться. Примером сторожевой ИС без стабилизатора может служить MAX691 фирмы Maxim, которая следит за стабилизированным напряжением питания и работой микропроцессора и посылает сигналы сброса (и «прерывание») в микропроцессор точно также, как LM2984. Однако в дополнение к функциям LM2984, она содержит схему предупреждения об отказе источника питания и схему переключения на батарейное питание. В сочетании с обычным стабилизатором +5 В ИС MAX691 делает все, что необходимо для обеспечения жизнеспособности микропроцессора. В гл. 10 и 11 мы поближе познакомимся с обслуживанием и питанием микропроцессоров.

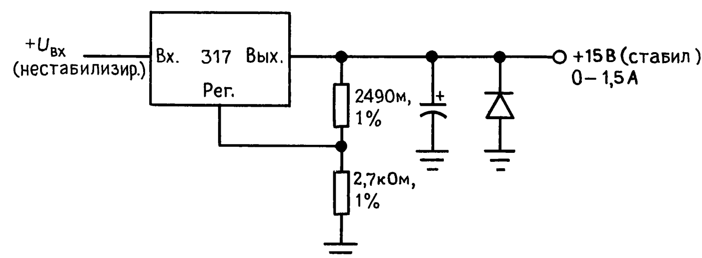
Микромощные стабилизаторы. Как мы уже упоминали, большинство ИС стабилизаторов потребляют несколько миллиампер тока покоя для питания источников эталонного напряжения и усилителей ошибки. Если устройство работает от сети переменного тока, то это не страшно; для батарейных устройств, работающих от 9-вольтовых щелочных аккумуляторов емкостью 400 мА-ч, это нежелательно, и совсем недопустимо для микромощных приборов, которые должны работать тысячи часов, допустим, от одной батареи.

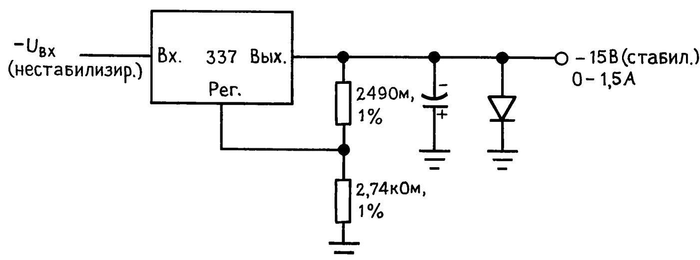
Выход из положения – это микромощные стабилизаторы. Самыми «скупыми» из них являются ICL7663/4, положительный и отрицательный регулируемые стабилизаторы с токами покоя 4 мкА. При таком токе 9-вольтовая батарея может существовать 100 000 часов (более 10 лет), что превышает срок сохранности (время саморазряда) любой батареи, за исключением некоторых литиевых батарей. Более полно о микромощных схемах мы расскажем в гл. 14.

Двухполярные стабилизированные источники питания. Большинство описанных



а





б

Рис. 6.33. Двухполярные стабилизированные источники питания.

в гл. 4 схем операционных усилителей работали от симметричных биполярных источников питания, обычно ± 15 В. Это общее требование в аналоговой схемотехнике, где приходится работать с сигналами, как правило, вблизи уровня земли, и самым простым способом формирования симметричного расщепленного питания является использование пары трехвыводных стабилизаторов. Для того чтобы сформировать, например, стабилизированные напряжения ± 15 В, вы можете использовать ИС 7815 и 7915 (рис. 6.33, *а*). Мы предпочитаем использовать регулируемые трехвыводные стабилизаторы потому, что а) на каждую полярность и диапазон токов необходимо иметь только один тип и б) в случае необходимости можно точно подстроить напряжение; на рис. 6.33, *б* приведена схема на ИС 317 и 337.

Сдвоенные стабилизаторы. Возможно,

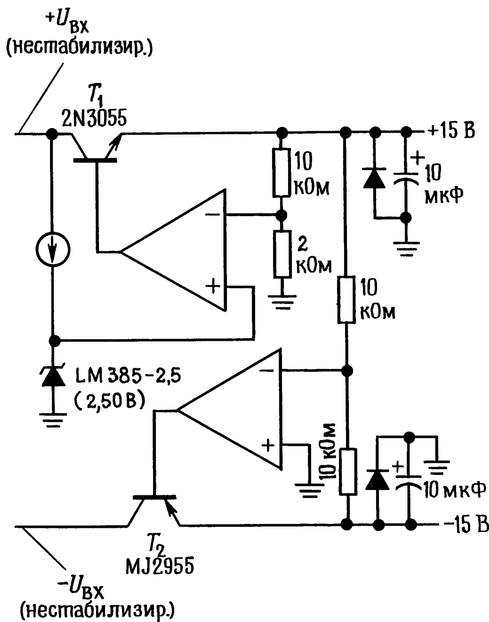


Рис. 6.34. Двухканальный стабилизатор.

у вас возникнет вопрос, почему, коль скоро стабилизированные расщепленные источники так необходимы, отсутствуют «сдвоенные трехвыводные стабилизаторы». Больше не удивляйтесь – они есть и известны как «сдвоенные следящие стабилизаторы». Для того чтобы понять, почему они носят такое сложное название, взгляните на рис. 6.34, на котором показана классическая схема сдвоенного стабилизатора. T_1 – проходной транзистор для традиционного положительного стабилизированного источника. Положительный стабилизированный выход используется в качестве опорного напряжения для отрицательного источника. Нижний усилитель ошибки управляет отрицательным выходом, сравнивая среднее значение двух выходных напряжений с уровнем земли и создавая, таким образом, равные положительный и отрицательный стабилизированные выходы 15 В. Схема положительного источника может быть любой из тех, которые мы уже рассматривали; если это регулируемый стабилизатор, то отрицательный выход отслеживает любые изменения положительного стабилизированного выхода. На практике в схему включают токоограничивающие цепи, не показанные для простоты на рисунке.

Как и однополярные стабилизаторы, сдвоенные выпускаются в виде полностью

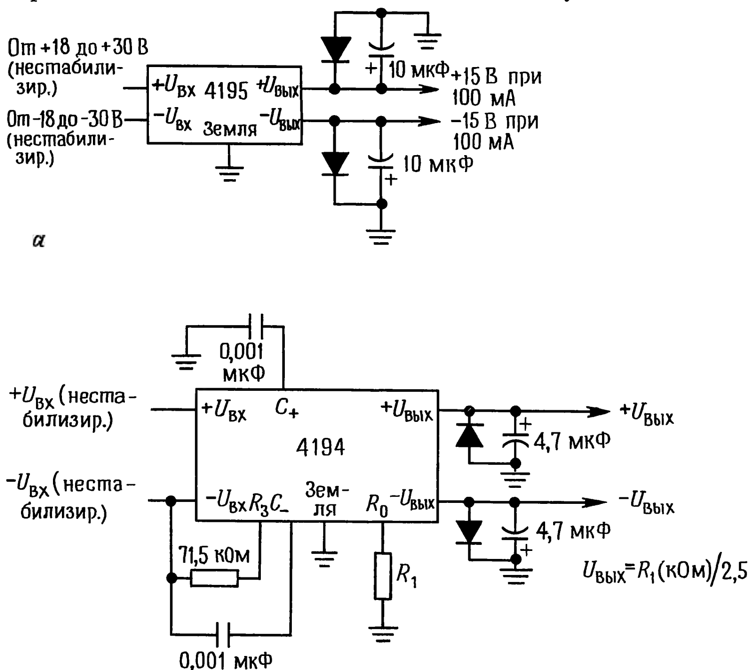


Рис. 6.35.

Таблица 6.10. Сдвоенные стабилизаторы

Тип	Корпус	$U_{вых}$, В	Регулировка выхода	Подстройка баланса	Регулировка ограничения тока	Тепловая защита	Исходное напряжение $U_+ - U_-$ (макс.), В	Максимум выходного тока [1] (каждый источник)			Стабилизация (тип.), мВ		$\Theta_{пк}$, °С/Вт	Подавление пульсации 120 Гц (тип.), дБ	Температурная стабильность [5] (тип.), мВ	Шум,[6] мкВ (эфф.)
								при $t_{корп}$ 75 °С, мА	без радиатора [2] $I_{вых}$, мА	без радиатора [2] $P_{расс}$, Вт	по нагрузке [3]	по входу [4]				
Motorola																
MC1468L	DIP	±15	+	+	+	−	60	55	30	0,5	10[11]	10[11]	50	75	45	100
MC1468R	TO-66	±15	+	+	+	−	60	100	65	1,2	10[11]	10[11]	17	75	45	100
National																
LM325H [7]	TO-5	±15	−	−	+	+	60	100	50	0,5	6	2	12	75	45	150
LM325N [7]	DIP	±15	−	−	+	+	60	—	50	0,5	6	2	90[8]	75	45	150
LM326H [7]	TO-5	рег.	−	−	+	+	60	100	70	0,5	6	2	12	75	35	100
LM326N [7]	DIP	рег.	−	−	+	+	60	—	70	0,5	6	2	90[8]	75	35	100
Raytheon																
RC4194DB	DIP	рег.	+	+	−	+	70	30[9]	25[9]	0,5	0,1%	0,2%	160[8]	70	0,2%	250[10]
RC4194TK	TO-66	рег.	+	+	−	+	70	250[9]	90[9]	1,8	0,2%	0,2%	7	70	0,2%	250[10]
RC4195NB	мини-DIP	±15	−	+	−	+	60	—	20	0,35	2	2	210[8]	75	75	60
RC4195TK	TO-66	±15	−	+	−	+	60	150	70	1,2	3	2	11	75	75	60
Silicon General																
SG3501AN	DIP	±15	−	+	−	+	60	60	30	0,6	30	20	125[8]	75	150	50
SG3502N	DIP	рег.	+	+	+	+	50	50[9]	30	0,6	0,3%	0,2%	125[8]	75	1%	50

[1] $U_{вх} = 1{,}6\,U_{вых}$ (для каждого источника). [2] Для внешней температуры 50 °С. [3] От 10 до 50% $I_{макс}$. [4] Для $\Delta U_{вх} = 15$ В. [5] $\Delta U_{вых}$ для $T_{пер}$ от 0 до 100 °С. [6] От 100 Гц до 10 кГц. [7] Предназначен для использования с двумя внешними проходными транзисторами. [8] $\Theta_{пс}$. [9] Перепад 10 В (для каждого источника). [10] От 10 Гц до 100 кГц. [11] Макс.

интегрированных схем нерегулируемых и регулируемых версий, хотя и в существенно меньшей номенклатуре. В табл. 6.10 перечислено большинство из доступных в настоящее время типов. Типичными являются стабилизаторы 4194 и 4195 фирмы Raytheon, включение которых показано на рис. 6.35. 4195 – это стабилизатор с заводской подстройкой с выходами ± 15 В, в то время как симметричные выходы 4194 регулируются с помощью единственного резистора R_1. Оба стабилизатора выпускаются в мощных корпусах и в небольших корпусах DIP; оба содержат схемы отключения по температуре и ограничения по току. Для того чтобы получить большие выходные токи, можно добавить внешние проходные транзисторы (см. ниже).

Многие из предшествующих стабилизаторов можно соединить как сдвоенные стабилизаторы (например, четырехвыводные регулируемые стабилизаторы). В спецификации изготовителя часто рекомендуется схема включения. Идею использования выхода одного источника в качестве опорного для другого источниа можно применить даже в том случае, когда напряжения не равны и не противоположны по знаку. Например, коль скоро у вас есть источник стабилизированного напряжения $+15$ В, вы можете его использовать для того, чтобы сформировать стабилизированный выход $+5$ В, или даже стабилизированный выход -12 В.

Упражнение 6.6. Используя ИС 4194, спроектируйте стабилизатор на ± 12 В.

Защита от включения обратной полярностью. Использование сдвоенных источников требует дополнительной меры предосторожности: при нарушении полярности почти все электронные схемы подвергаются сильным повреждениям. С одним источником это может произойти только при неправильном подключении проводников; иногда для защиты от такой ошибки схему запараллеливают мощным выпрямителем, включенным в обратном направлении. В схемах с несколькими источниками питания (например, с расщепленным питанием) возможны обширные повреждения, если возникает отказ компонента схемы, который приводит к закорачиванию двух источников; довольно распространенный случай – это закорачивание «коллектор – эмиттер» в одном из транзисторов двухтактной пары, работающей от двух источников. При этом два источника оказываются объединенными друг с другом и один из стабилизаторов выходит победителем. Вследствие этого напряжение другого источника меняет полярность и схема начинает «дымиться». Для предупреждения последствий таких отказов между каждым стабилизированным выходом и землей следует включить мощный диод в обратном направлении (например, 1N4004), как это сделано в схеме на рис. 6.33.

Внешние проходные транзисторы. Трехвыводные стабилизаторы с фиксированным напряжением выпускаются на выходные токи 5 А и более, например подстраиваемый 10-амперный LM396. Вместе с тем работа с такими большими токами может оказаться нежелательной, поскольку максимальная рабочая температура для этих кристаллов меньше, чем для мощных транзисторов, что приводит к необходимости использовать мощные радиаторы. Кроме того, они достаточно дороги. Альтернативное решение заключается в использовании внешних проходных транзисторов, которые можно добавить к трех- и четырехвыводным стабилизаторам (и двухканальным стабилизаторам) точно также, как в классическом стабилизаторе 723. Базовая схема показана на рис. 6.36.

При токах менее 100 мА схема работает обычным образом. При больших токах нагрузки падение на R_1 открывает тран-

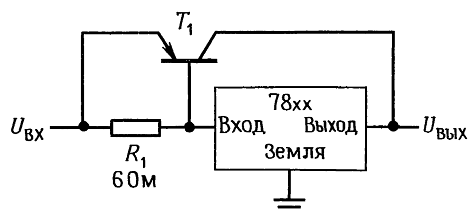


Рис. 6.36. Трехвыводной стабилизатор с внешним транзистором для увеличения тока.

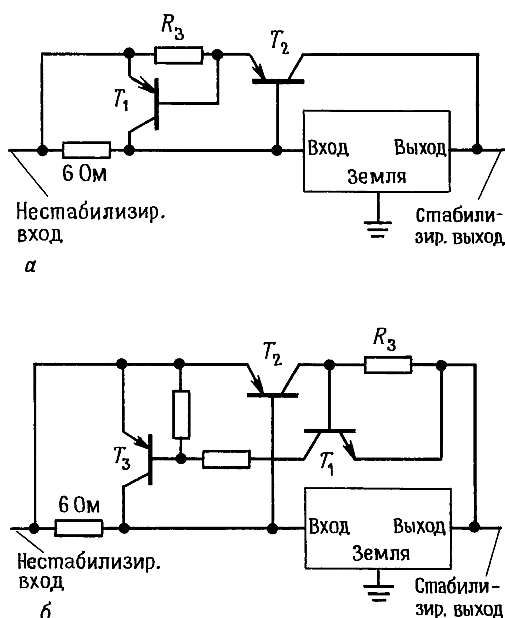


Рис. 6.37. Токоограничивающая схема для усилителя на внешнем транзисторе.

зистор T_1 и реальный ток через трехвыводной стабилизатор ограничивается величиной 100 мА. Трехвыводной стабилизатор поддерживает требуемое значение напряжения на выходе, снижая, как и ранее, входной ток и, следовательно, управляя транзистором T_1 при увеличении выходного напряжения, и наоборот. Он даже не знает, что нагрузка потребляет больше 100 мА! В этой схеме входное напряжение должно превышать выходное на величину перепада 78*xx* (2 В) плюс $U_{БЭ}$.

На практике эту схему следует несколько модифицировать для того, чтобы обеспечить ограничение по току для T_1, который в противном случае может отдавать ток в $h_{21Э}$ раз превышающий максимальный внутренний ток стабилизатора, т. е. 20 А и более! Этого вполне достаточно для разрушения транзистора T_1, как и той несчастной нагрузки, которая в это время была подключена. Два способа ограничения тока показаны на рис. 6.37.

Транзистор T_2 в обеих схемах является сильноточным проходным транзистором, а резистор между его эмиттером и базой выбран таким образом, чтобы транзистор открывался при токе нагрузки 100 мА. В первой схеме транзистор T_1 реагирует на ток нагрузки за счет падения напряжения на R_3 и ограничивает запуск транзистора T_2, если это падение превышает падение на диоде. Схема имеет два недостатка: входное напряжение должно теперь превышать стабилизированное выходное на падение напряжения на трехвыводном стабилизаторе плюс падение на двух диодах для токов нагрузки вблизи максимального тока. Кроме того, транзистор T_1 должен выдерживать большие токи (до максимального тока стабилизатора), так как из-за малого сопротивления резистора в базе T_1 трудно реализовать ограничивающую схему с обратным наклоном характеристики.

Во второй схеме эти недостатки устранены за счет некоторого усложнения. В сильноточных стабилизаторах для уменьшения мощности рассеяния до приемлемого уровня важно добиться малого перепада напряжений. Чтобы получить в последней схеме характеристику с обратным наклоном, можно просто подключить базу T_1 к делителю между коллектором и землей, а не к коллектору T_2.

К регулируемым трех- и четырехвыводным стабилизаторам внешние проходные транзисторы подключаются точно также. Детали можно понять, заглянув в спецификации изготовителей.

Источник тока. Из трехвыводного регулируемого стабилизатора можно легко сделать мощный источник постоянного тока. На рис. 6.38 показан такой источник на 1 А. Добавление повторителя на операционном усилителе, как это сделано на второй схеме, может понадобиться в том случае, если схема используется для формирования малых токов, поскольку вход «регулировка» вносит в выходной ток ошибку порядка 50 мкА. Как и для ранее описанных стабилизаторов, здесь имеется внутреннее ограничение по току, защита от тепловой перегрузки и защита от выхода за пределы области безопасной работы.

Упражнение 6.7. Спроектируйте регулируемый источник тока на диапазон токов от 10 мкА до 1 мА,

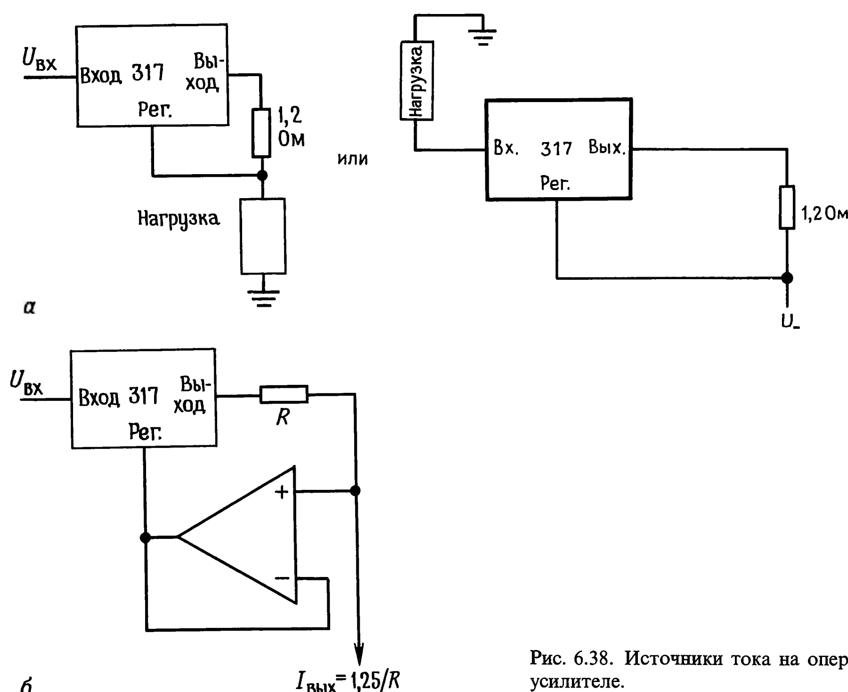


Рис. 6.38. Источники тока на операционном усилителе.

используя схему 317. Каков будет диапазон напряжений на выходе, если $U_{вх} = +15$ В? Перепад напряжения примите равным 2 В.

Заметьте, что источник тока на рис. 6.38, *а* является двухвыводным элементом. Следовательно, нагрузку можно подключить с любой стороны. На рисунке показано, как можно осуществить отвод тока от нагрузки, подключенной к земле (разумеется, вы всегда можете использовать схему 337 с отрицательной полярностью, включив ее так же, как показано на рис. 6.38, *а*).

Фирма National выпускает специальный трехвыводной прибор LM334, предназначенный для использования в качестве маломощного источника тока. Он поступает в небольшом пластмассовом транзисторном корпусе (ТО-92), а также в стандартном корпусе DIP. Вы можете использовать его любым способом до нижней границы тока 1 мкА, поскольку ток регулирования является лишь малой долей общего тока. Этот элемент имеет, однако, одну особенность: выходной ток зависит от температуры, даже точно пропорционален абсолютной температуре. Так что, хотя он и не самый стабильный источник тока в мире, вы можете использовать его в качестве температурного датчика (разд. 15.01)!

6.19. Импульсные стабилизаторы и преобразователи постоянного тока

Все схемы стабилизаторов напряжения, которые до сих пор рассматривались, работают одинаково: последовательно нестабилизированному напряжению постоянного тока включается линейный управляющий элемент (проходной транзистор) с обратной связью, которая поддерживает на постоянном уровне выходное напряжение (или, может быть, постоянный ток). Выходное напряжение всегда ниже нестабилизированного входного напряжения и на управляющем элементе рассеивается некоторая мощность (или точнее, среднее значение $I_{вых}(U_{вх} - U_{вых})$). Небольшая вариация этой темы – параллельный стабилизатор, в котором управляющий элемент включается не последовательно с нагрузкой, а между выходом и землей; при-

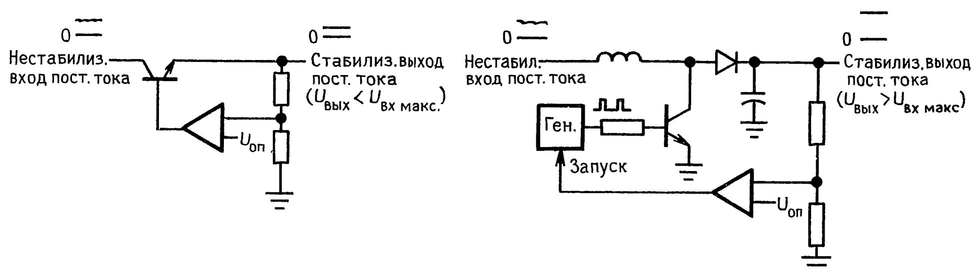


Рис. 6.39. Два вида стабилизаторов: *а* – линейный (последовательный), *б* – повышающий импульсный.

мер – простой резистор плюс стабилитрон.

Существует другой способ генерации стабилизированного напряжения постоянного тока, принципиально отличный от того, что мы видели до сих пор; взгляните на рис. 6.39. В таком импульсном стабилизаторе транзистор, работающий в режиме насыщенного ключа, периодически на короткое время прикладывает к катушке индуктивности полное нестабилизированное напряжение. Ток катушки появляется на каждом импульсе, запасая энергию $^1/_2 LI^2$ в ее магнитном поле; запасенная энергия передается на конденсатор вых. сглажив. фильтра (чтобы поддержать напряжение и ток в нагрузке на выходе между импульсами заряда). Как и в линейных стабилизаторах, выход по обратной связи сравнивается с эталонным напряжением, но в импульсных стабилизаторах управление выходом осуществляется за счет изменения длительности импульсов генератора или частоты переключения, а не за счет линейного управления базой или затвором.

Импульсные стабилизаторы обладают необычными свойствами, которые делают их очень популярными: так как управляющий элемент либо выключен, либо насыщен, рассеивается очень маленькая мощность; таким образом, импульсные стабилизаторы чрезвычайно эффективны даже при большом падении от входа до выхода. «Импульсники» (слэнг для «импульсные источники питания») могут генерировать выходное напряжение, превышающее нестабилизированное входное напряжение (рис. 6.39, *б*); они позволяют также довольно просто генерировать напряжение противоположной полярности! Наконец, импульсники можно сделать без цепи постоянного тока между входом и выходом; это означает, что они могут работать прямо от шины питания с выпрямленным напряжением без сетевого трансформатора! В результате получается очень маленький, легкий и эффективный источник постоянного тока. По этим причинам импульсные источники питания используются почти во всех компьютерах.

Импульсные источники питания имеют и свои проблемы. Выход по постоянному току содержит некоторый «шум» переключения, который может попадать в шину питания. Как правило, у них скверная репутация в отношении надежности – при катастрофическом отказе иногда возникают зрелищные пиротехнические эффекты. Однако большинство этих проблем решаются, и в настоящее время импульсные источники прочно обосновываются в электронных приборах и компьютерах.

В этом разделе мы в два этапа расскажем все об импульсных источниках питания. Сначала мы опишем базовый импульсный стабилизатор, работающий от традиционного нестабилизированного источника постоянного тока. Существуют три схемы, используемые для а) понижения (выходное напряжение меньше входного), б) повышения (выходное напряжение больше входного) и инвертирования (полярность выходного напряжения противоположна полярности входного) напряжения. Затем мы сделаем радикальный шаг – опишем «еретические» (и наиболее широко используемые) схемы, работающие прямо от шины питания с выпрямленным напряжением без изолирую-

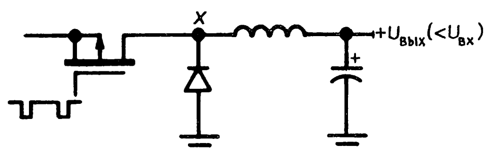


Рис. 6.40. Понижающий импульсный источник питания.

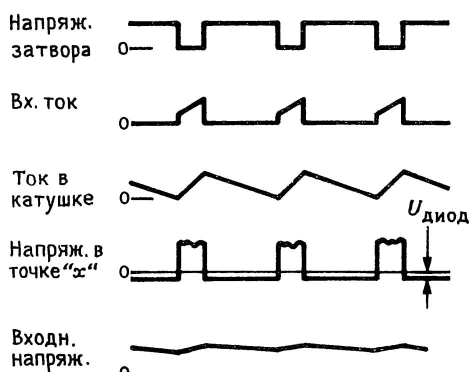


Рис. 6.41.

щего трансформатора. Оба вида источников питания сейчас широко используются, поэтому наш подход достаточно практичен (правда, не совсем педагогичен). В заключение мы дадим массу советов: когда использовать «импульсники», когда следует избегать их; когда проектировать свои собственные и когда покупать их. Короче говоря, мы постараемся развеять все ваши сомнения.

Понижающий стабилизатор. На рис. 6.40 показана основная понижающая импульсная схема; обратная связь для простоты не показана. Если МОП-ключ замкнут, то к индуктивности прикладывается напряжение $U_{вых} - U_{вх}$, которое вызывает появление линейно увеличивающегося тока (вспомним $dI/dt = U/L$) в индуктивности. (Этот ток течет, конечно, к нагрузке и конденсатору). Когда ключ открывается, ток индуктивности продолжает протекать в том же направлении (вспомните, что индуктивности не могут сразу же изменить свой ток, как это следует из последнего уравнения) теперь уже через ограничивающий диод. Выходной конденсатор работает как энергетический «маховик», сглаживая неизбежно возникающие пилообразные пульсации (чем больше емкость конденсатора, тем меньше пульсации). Ток индуктивности выделяет на ней напряжение $U_{вых} - 0{,}6U$, при этом ток начинает линейно убывать. Соответствующие формы тока и напряжения показаны на рис. 6.41. Для того чтобы завершить схему и придать ей вид стабилизатора, вы должны, конечно, добавить обратную связь, которая будет управлять либо длительностью импульсов (при постоянной частоте повторения), либо частотой повторения (при постоянной длительности импульсов) по выходу усилителя ошибки, сравнивающего выходное напряжение с эталонным.

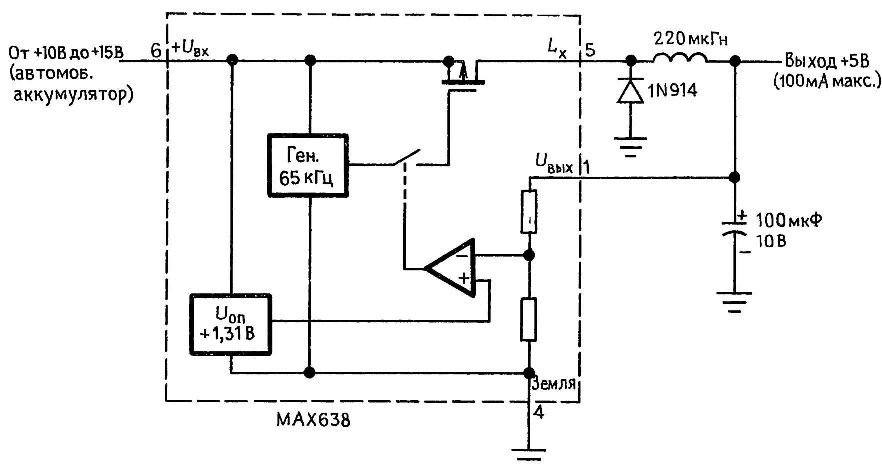


Рис. 6.42. Маломощный импульсный стабилизатор на +5 В.

На рис. 6.42 показан слаботочный стабилизатор +5 В на базе схемы MAX638 фирмы Maxim. Этот превосходный кристалл предлагает вам на выбор либо фиксированный выход +5 В (без внешнего делителя), либо регулируемый положительный выход с внешним резистивным делителем. Почти все компоненты стабилизатора умещаются в традиционном корпусе мини-DIP. Генератор в MAX638 работает на постоянной частоте 65 кГц, причем усилитель ошибки либо подключает, либо отключает импульсы управления затвором в соответствии с выходным напряжением. КПД схемы составляет примерно 85% и почти не зависит от входного напряжения. Сравните это с линейными стабилизаторами, решив следующие задачи.

Упражнение 6.8. Каков максимальный теоретический КПД линейного (последовательного проходного) стабилизатора при использовании его для генерации стабилизированного напряжения +5 В по нестабилизированному входу +12 В?

Упражнение 6.9. Что можно сказать об отношении выходного тока к входному для понижающего импульсного стабилизатора с высоким КПД? Каково это отношение токов для линейного стабилизатора?

Повышающий стабилизатор; инвертирующий стабилизатор. За исключением высокого КПД понижающий импульсный стабилизатор, рассмотренный в предыдущем параграфе, не имеет существенных преимуществ (только существенные недостатки – число компонент, шум переключения) перед линейным стабилизатором. Однако импульсные источники становятся по-настоящему весьма притягательными, когда необходимо, чтобы выходное напряжение было больше входного нестабилизированного или когда полярность выходного напряжения должна быть обратной полярности входного нестабилизированного. На рис. 6.43 показаны основные схемы повышения (или «подъема») и инвертирования напряжения.

Повышающую схему мы уже показывали на рис. 6.39, *а* для сравнения с линейным стабилизатором. Когда ключ замкнут (точка x вблизи земли), ток в индуктивности возрастает; когда ключ разомкнут, напряжение в точке x быстро

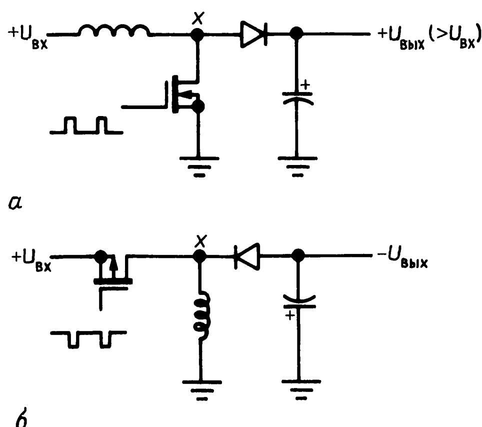


Рис. 6.43. Две схемы переключающего элемента: *а* – повышающая; *б* – инвертирующая.

возрастает, поскольку индуктивность пытается сохранить величину тока. Диод открывается и индуктивность «накачивает» ток в конденсатор. Выходное напряжение может быть много больше входного.

Упражнение 6.10. Изобразите формы колебаний для повышающего «импульсника», показав напряжение в точке x, ток в индуктивности и выходное напряжение.

Упражнение 6.11. Почему повышающую схему нельзя использовать как понижающий стабилизатор?

Инвертирующая схема показана на рис. 6.43, *б*. Когда ключ замкнут, от точки x к земле протекает линейно возрастающий ток. Для того чтобы сохранить ток при размыкании ключа, индуктивность «тянет» точку в отрицательную область настолько, насколько это необходимо для сохранения тока. Однако ток теперь втекает в индуктивность через сглаживающий конденсатор. Выход, таким образом, будет отрицательным, а его среднее значение будет больше или меньше величины входного напряжения (что определяется обратной связью); другими словами, инвертирующий стабилизатор может быть как повышающим, так и понижающим.

Упражнение 6.12. Изобразите формы колебаний для инвертирующего импульсного источника, показав напряжение в точке x, ток в индуктивности и выходное напряжение.

На рис. 6.44 показано, каким образом можно использовать маломощные им-

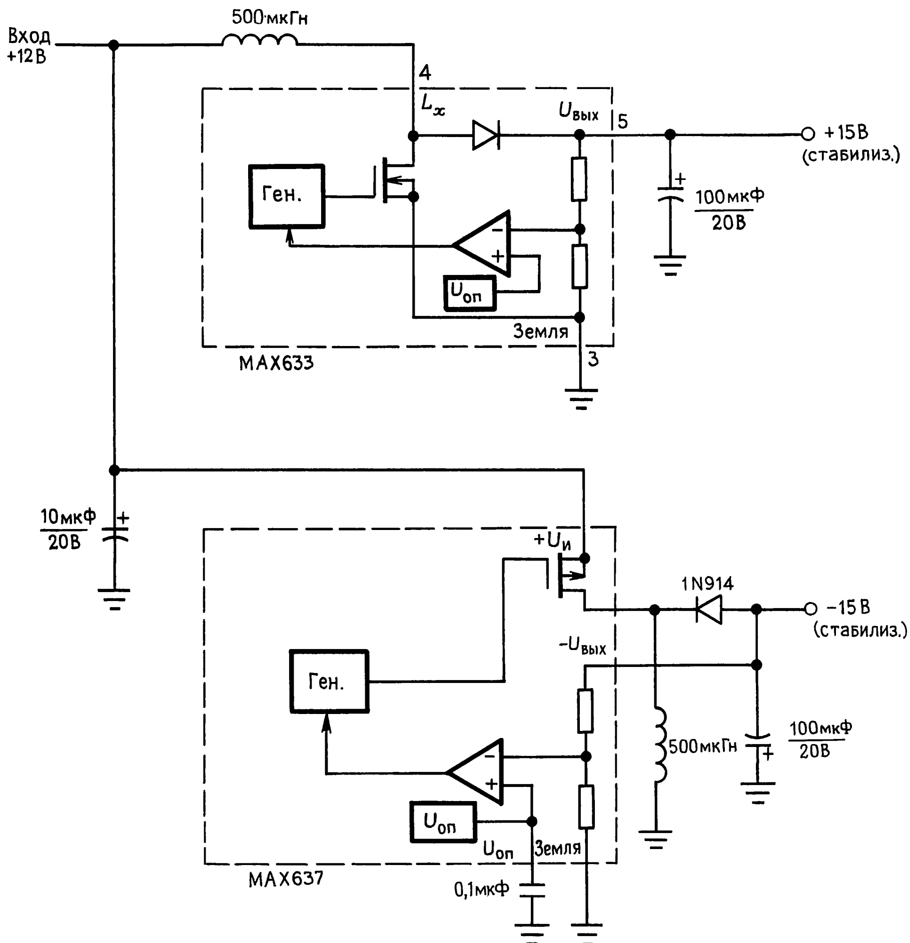


Рис. 6.44. Двухполярный импульсный источник питания.

пульсные стабилизаторы для получения напряжений ±15 В от одного автомобильного аккумулятора +12 В; с линейными стабилизаторами такой прием не пройдет. Здесь мы вновь использовали маломощную ИС с фиксированным выходом фирмы Maxim, в данном случае повышающий стабилизатор MAX633 и инвертирующий стабилизатор MAX637. Показанные на рисунке внешние компоненты были выбраны в соответствии со спецификациями изготовителя. Они не очень критичны, но, как это всегда бывает в электронных схемах, существуют компромиссы. Например, чем больше величина индуктивности, тем меньше пиковые токи и выше КПД, но за счет максимально допустимого выходного тока. До тех пор пока входное напряжение не превышает выходное, схема менее чувствительна к входному напряжению; она будет работать и при +2 В, но максимальный выходной ток существенно понизится.

Перед тем, как оставить тему инвертирующих и повышающих стабилизаторов, мы хотели бы заметить, что существует и другой путь для достижения тех же самых целей, а именно, «переключаемые конденсаторы». Основная идея заключается в том, чтобы использовать МОП-ключи для заряда конденсатора от входа

постоянного тока и затем за счет изменения состояния ключей подключения заряженного конденсатора последовательно к другому конденсатору (повышение напряжения) или обратной полярностью к выходу (инвертирование). Преобразователи напряжения с переключаемыми конденсаторами обладают определенными преимуществами (нет индуктивностей) и некоторыми недостатками (низкая мощность, малые пределы регулирования, ограниченное напряжение). Мы обсудим их несколько позже в этой же главе.

Общие замечания относительно импульсных стабилизаторов. Как мы уже видели, способность импульсных источников повышать и инвертировать напряжение делает их весьма привлекательными для создания, скажем, слаботочных источников питания на ± 12 В прямо на полностью цифровой во всех других отношениях плате с питанием $+5$ В. Такие биполярные источники часто необходимы для питания «последовательных портов» (более подробно см. гл. 10 и 11) или линейных схем на операционных усилителях или схем с ЦАП и АЦП. Еще одно полезное применение повышающих импульсных источников – это питание дисплеев, для работы которых необходимо относительно высокое напряжение, например дисплеев, использующих люминесцентную или плазменную технологии. В тех применениях, где входное напряжение постоянного тока (обычно $+5$ В) уже стабилизировано, вы часто произносите «преобразователь постоянного тока», а не «импульсный стабилизатор», хотя в действительности это одно и то же. Наконец, в оборудовании на батарейном питании вам, как правило, хочется получить высокий КПД во всем диапазоне напряжений батареи; например, 9-вольтовый «транзисторный» щелочной аккумулятор начинает свою жизнь примерно с 9,5 В и постепенно угасает к концу своей полезной жизни до 6 В. Маломощный понижающий стабилизатор на $+5$ В сохраняет свою высокую эффективность, увеличивая ток, на протяжении всего срока службы батареи.

Следует отметить, что индуктивность и конденсатор в импульсном стабилизаторе не работают как LC-фильтр. Для простого понижающего стабилизатора еще могут быть какие-то сомнения, но, очевидно, что схема, которая инвертирует уровень постоянного тока, едва ли является фильтром! Катушка индуктивности представляет собой запасающее энергию устройство без потерь (запасенная энергия равна $^1/_2LI^2$), способное преобразовывать импеданс для того, чтобы сохранить энергию. Это точное определение с физической точки зрения, в котором отражен тот факт, что энергия заключена в магнитном поле. Мы обычно привыкли рассматривать конденсатор как устройство, хранящее энергию (запасенная энергия равна $1/2CU^2$), которое выполняет свою функцию в импульсных источниках питания, как и в традиционных последовательных стабилизаторах.

Немного терминологии. Вы иногда встречаете словосочетания «импульсный стабилизатор с ШИМ» и «стабилизатор с токовым режимом». Они относятся к конкретному способу изменения импульсных колебаний в соответствии с сигналом обратной связи (сигналом ошибки). В частности, ШИМ означает широтно-импульсную модуляцию, в которой сигнал ошибки используется для управления длительностью импульса (при фиксированной частоте), в то время как при управлении в токовом режиме сигнал ошибки используется для управления пиковым током индуктивности (определяется с помощью резистора) посредством изменения интервала между импульсами. Стабилизаторы в токовом режиме обладают существенными достоинствами и становятся все более популярными в связи с тем, что теперь выпускаются хорошие ИС-контроллеры в токовом режиме.

При рассмотрении любого импульсного источника не забывайте о помехах, создаваемых процессом переключения. Они могут быть трех видов: а) пульсации на выходе на частоте переключения, обычно порядка 10–100 мВ (размах); б) пульсации также на частоте переключения, которые накладываются на напря-

жение входного источника; в) помехи излучения на частоте переключения и ее гармониках из-за импульсных токов в индуктивности и проводниках. Можно оказаться в весьма трудной ситуации при использовании импульсных источников в схемах с сигналами низкого уровня (скажем, 100 мкА и менее). Хотя тщательное экранирование и фильтрация могут решить все эти проблемы, но лучше, по-видимому, в подобных случаях с самого начала использовать линейные стабилизаторы.

Импульсные источники с питанием от сети. Мы уже упоминали, что импульсные источники обладают высоким КПД, даже если выходное напряжение сильно отличается от входного. Это может помочь нам рассматривать индуктивность как «преобразователь импеданса», поскольку средний постоянный выходной ток может быть больше (при понижении) или меньше (при повышении), чем средний постоянный входной ток. Это полностью противоположно тому, что происходит в линейных последовательных стабилизаторах, где средние значения входного и выходного токов всегда равны (если не учитывать, конечно, тока покоя схемы стабилизатора).

В связи с этим появляется превосходная идея: можно исключить тяжелый понижающий сетевой трансформатор, если стабилизатор подключить прямо к выпрямленному и отфильтрованному напряжению переменного тока. Два промежуточных замечания: а) входное напряжение постоянного тока будет равно примерно 160 В (при сети переменного тока 115 В), т.е. схема будет довольно опасна для того, чтобы в ней копаться! б) отсутствие трансформатора означает, что вход постоянного тока не будет изолирован от сети. Следовательно, импульсную схему следует модифицировать для того, чтобы обеспечить изоляцию.

Обычный способ изолирования импульсной схемы заключается в намотке вторичной обмотки на энергозапасающую индуктивность и использовании изолирующего элемента (либо трансформатора, либо оптоизолятора) для обеспечения обратной связи на импульсный генератор; взгляните на упрощенную схему, показанную на рис. 6.45. Заметьте, что генератор питается от высоковольтного нестабилизированного постоянного напряжения, в то время как схемы управления обратной связью (усилитель ошибки, эталонный источник) питаются от стабилизированного выходного напряжения. Иногда для питания управляющих элементов используется вспомогательный слаботочный нестабилизированный источник (со своим собственным низковольтным трансформатором на 60 Гц). Квад-

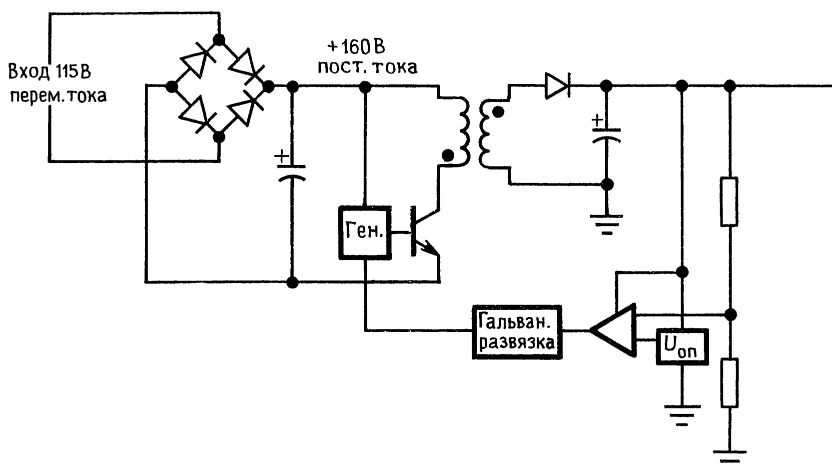


Рис. 6.45. Импульсный источник с питанием от сети переменного тока.

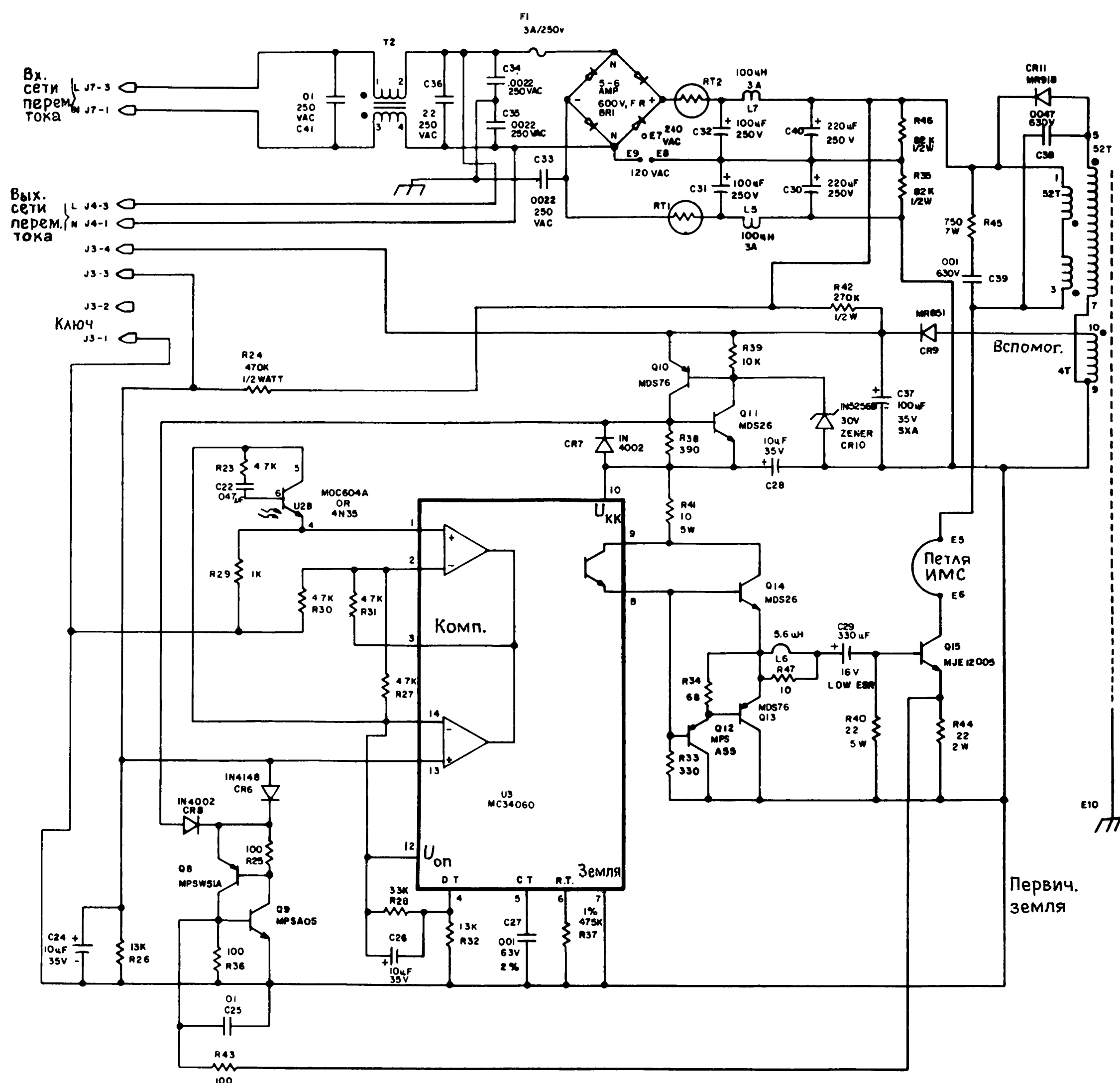


Рис. 6.46. Импульсный источник питания, используемый в персональном компьютере Tandy модель 2000. Обратная связь с выхода +5 В осуществляется через оптрон $U_{2A}-U_{2B}$ (с разрешения фирмы Tandy Corporation). ВП – верхний порог; НП – нижний порог.

ратик, обозначенный «изоляция», часто представляет собой небольшой импульсный трансформатор, хотя может использоваться и оптическая изоляция (более подробно об этом позже).

Может показаться, что преимущества безтрансформаторного нестабилизированного питания сводятся на нет в связи с необходимостью иметь, по крайней мере, два других трансформатора! Это не так. Размеры трансформатора определяются размерами сердечника, которые резко снижаются на высоких частотах. В результате импульсные источники с питанием от сети намного меньше и легче, чем аналогичные линейные источники; кроме того, благодаря своему высокому КПД они работают в более благоприятном теп-

ловом режиме. Фирма Power-One выпускает, например, оба типа источников питания. Сравнивая ее модель F5-25 (5 В, 25 А) линейного источника со сравнимой по цене моделью SPL130-1005 (5 В, 26 А) импульсного источника, мы обнаруживаем, что импульсный источник весит 2,5 фунта, линейный – 19 фунтов; импульсный занимает всего 1/4 объема линейного. Более того, «импульсник» при работе не нагревается, а 19-фунтовый линейный, рассеивая 75 Вт при полной нагрузке, становится горячим.

Пример реального импульсного источника. Для того чтобы вы почувствовали реальную сложность импульсных источников с питанием от сети, на рис. 6.46 мы воспроизводим полную схему коммерчес-

кого импульсного источника, используемого фирмой Tandy (Radio Shack) в качестве источника питания для своего персонального компьютера модели 2000. Мы пытались получить схемы от фирм IBM и Apple, но нас либо игнорировали, либо отказывали с явным высокомерием. Фирма Tandy, напротив, публикует превосходную документацию с полными схемами и подробным описанием. Этот источник дает стабилизированные выходные напряжения +5 В при 13 А, +12 В при 2,5 А и −12 В при 0,2 А (всего 95 Вт), которые используются для питания логических схем и накопителей на гибких магнитных дисках компьютера.

Пройдемся по схеме рис. 6.46, чтобы посмотреть, как импульсный источник с питанием от сети справляется с реальными задачами. Топология схемы, выбранная проектировщиками фирмы Tandy, точно соответствует тому, что показано на рис. 6.45, хотя и имеет бóльшее число компонентов! Сравните рисунки. Мостовой выпрямитель (BR1), питающийся от сети, заряжает конденсаторы фильтра C_{30}, C_{31}, C_{32} и C_{40} (Tp_2 – это не трансформатор, обратите внимание на включение, а фильтр подавления помех). Заряженные конденсаторы подключаются к первичной обмотке трансформатора (выводы 1 и 3) с помощью мощного транзистора T_{15}, переключающее колебание (прямоугольный импульс переменной длительности фиксированной частоты) для которого вырабатывается ИС U_3 (импульсным стабилизатором с ШИМ). Вторичная обмотка (на самом деле их три, по одной на каждое выходное напряжение) включается в однополупериодную схему выпрямления для выработки напряжения постоянного тока: +12 В вырабатывается с помощью CR_2 от 7-витковой обмотки с выводами 11 и 18, −12 В – с помощью CR_4 от 5-витковой обмотки с выводами 13 и 20 и +5 В – с помощью запараллеленных CR_3 и CR_{14}, причем каждый подключен к своей собственной (2-витковой) обмотке.

В импульсных источниках с несколькими выходами для обратной связи можно использовать только один выход. Для этих целей обычно используют источник питания логики +5 В; так поступили и в данном случае: R_{10} снимает часть (точнее 50%) выходного напряжения +5 В, которая сравнивается с внутренним эталонным напряжением +2,5 В на U_4, и, если напряжение слишком велико, включается фотодиод U_{2A}. Фотодиод имеет оптическую связь с фототранзистором U_{2B}, который изменяет длительность импульсов U_3 и поддерживает выходное напряжение на уровне +5 В. Таким образом, блок, помеченный на рис. 6.45 как «изоляция», представляет собой оптопару (см. разд. 9.10).

До этого момента мы объяснили назначение около 25% компонентов рис. 6.46. Остальные необходимы для того, чтобы справиться с такими проблемами, как а) защита от короткого замыкания, б) отключение при перенапряжениях и пониженном напряжении, в) вспомогательный источник для схемы стабилизации, г) фильтрация сети переменного тока и д) линейная постстабилизация источников ±12 В. Объясним эту часть схемы более подробно.

На входе сети переменного тока мы обнаруживаем 4 конденсатора и пару последовательных индуктивностей, образующих в сочетании фильтр для подавления радиопомех. Это, конечно, всегда полезно очистить сеть переменного тока при подаче ее в устройство (см. разд. 6.11); в данном случае, однако, необходима дополнительная тщательная фильтрация для того, чтобы радиочастотные помехи, создаваемые внутри машины (главным образом, за счет переключений в источнике питания), не излучались через силовую сеть. Обратите внимание также на перемычку E_8E_9, которая преобразует вход из двухполупериодного моста (перемычка снята) в двухполупериодный удвоитель напряжения (перемычка установлена); изготовители, желающие экспортировать свою электронную продукцию, должны обеспечить совместимость с сетью 110/220 В; это значительно проще сделать в случае импульсных источников.

Термисторы RT_1 и RT_2 используются для ограничения высокого пускового то-

ка, когда источник включается первый раз и сеть обнаруживает в некоторой точке несколько сотен микрофарад незаряженной емкости. Без термисторов (или без других средств) пусковой ток легко может превысить 100 А! Термисторы дают всего один-два Ома последовательного сопротивления, которое падает почти до нуля, когда они прогреты. Даже при использовании термисторов пусковой ток может быть весьма значительным: источник питания имеет специфицированный «входной экстраток» 70 А макс.

Последовательные индуктивности L_5 и L_7 величиной 100 мкГн в нестабилизированном источнике также предназначены для фильтрации импульсных помех, а шунтирующие резисторы 82 кОм (R_{35} и R_{46}) служат для обеспечения полного разряда конденсаторов фильтра после отключения питания. Несколько дополнительных «амортизирующих» пассивных компонентов использованы для демпфирования больших всплесков напряжения, которые могли бы привести к повреждению переключающего транзистора T_{15}. Функция CR_{11} более тонкая – он искусно возвращает неиспользованную энергию трансформатора на конденсаторы фильтра C_{30} и C_{40}.

Двигаясь вниз, мы сталкиваемся с поистине хитроумной схемой, называемой «вспомогательный источник». Для работы ИС контроллера ШИМ и связанных с ним схем требуется низковольтный и слаботочный источник постоянного напряжения. Одной из возможностей является использовать отдельный небольшой линейный источник со своим собственным сетевым трансформатором и т. п. Соблазнительно, однако, подвесить еще одну обмотку (с однополупериодным выпрямителем) на T_1, избавляясь от отдельного трансформатора. Как раз это и сделал здесь разработчик с помощью 4-витковой обмотки (выводы 9 и 10), напряжение с которой выпрямляется и фильтруется элементами CR_9 и C_{37}. Этот простой источник формирует выход с номинальным напряжением 15 В.

Наблюдательный читатель может заметить в этой схеме один изъян: схема не может запустить сама себя, поскольку вспомогательное напряжение появляется только тогда, когда уже работает источник питания! Оказывается, что это старая проблема: разработчики телевизоров любят пошутить таким же образом, формируя все свои низковольтные напряжения от вспомогательных обмоток на высокочастотном трансформаторе горизонтальной развертки. Эта проблема решается с помощью так называемой схемы с ударным запуском, в которой для запуска схемы привлекается некоторое нестабилизированное напряжение; однажды запущенный, источник поддерживает сам себя от постоянного напряжения, полученного от собственного трансформатора. В данной схеме ударный запуск поступает через R_{42} и при включении питания начинает заряжать C_{37}. Далее ничего не происходит, пока напряжение на конденсаторе не превысит напряжение стабилитрона CR_{10} на величину прямого падения напряжения диодного $p-n$-перехода тиристорнообразное сочетание T_{10} и T_{11} переключается в состояние проводимости (подумайте, как это работает), ослабляя заряд C_{37} за счет конденсатора C_{28} и обеспечивая, таким образом, кратковременную подачу питания на управляющую схему (U_3 и все компоненты влево от нее). Раз генератор запустился, CR_9 начинает вырабатывать напряжение 15 В и ток, достаточный для непрерывной работы управляющей схемы (R_{42} обеспечить это не в состоянии).

Большинство компонентов вокруг U_3 обслуживают ее (C_{27} и R_{37}, например, устанавливают частоту повторения импульсов 25 кГц). На стороне входа U_{2B} обеспечивает общую обратную связь для поддержания выхода на уровне +5 В, как ранее описано. T_8 и T_9 образуют еще одну тиристорноподобную защелку; здесь она запускается для того, чтобы «заткнуть» генератор (и последовательный фиксирующийся ключ $T_{10}T_{11}$), если ток эмиттера T_{15} (считываемый с помощью R_{44}) становится слишком большим, например, если источник питания обнаруживает короткое замыкание на выходе. Последовательная цепочка $R_{43}C_{25}$ обеспечивает

постоянную времени около 1 мкс, так что схема не будет запускаться от импульсных всплесков. На блокирующую схему поступает также сигнал от делителя $R_{26}R_{24}$, который подавляет генерацию, если входное переменное напряжение становится ниже 90 В. На выходной стороне U_3 транзисторы $T_{12}-T_{14}$ вырабатывают сильноточный двухтактный запуск на базу T_{15}, используя задействованный в ИС одним выводом $n-p-n$-транзистор (объясните, как). Обратите внимание на «петлю I_C», провод соответствующей длины в коллекторе T_{15}, которая позволяет наблюдать форму тока на осциллографе, используя зажимной токовый щуп (посмотрите, например, каталог фирмы Tektronix).

На выходной стороне $Тр_1$ все значительно проще. В источнике +5 В используются запараллеленные диоды Шоттки (CR_{13} и CR_{14}) для обеспечения быстрого восстановления и низкого падения напряжения в режиме прямого тока (MBR 3035 PT имеет следующие параметры: средний ток 30 А при 20 кГц, напряжение пробоя в режиме обратного тока 35 В, типовое падение напряжения в режиме прямого тока 0,5 В при 10 А) и «амортизирующая цепь» (10 Ом/0,01 мкФ) для защиты диодов от высоковольтных всплесков. Фильтр с π-образными звеньями состоит из входной емкости 8800 мкФ, последовательной индуктивности 3,5 мкГн и выходной емкости 2200 мкФ. (Более слаботочные выходы ± 12 В также используют однополупериодные выпрямители Шоттки, фильтры с π-образными звеньями с меньшими величинами всех компонентов.) По стандартам линейных стабилизаторов такой уровень фильтрации может показаться избыточным, но припомните, что там нет постстабилизации,– то, что выходит из фильтра,– это «стабилизированное постоянное», поэтому требуется более сильная фильтрация для того, чтобы уменьшить пульсацию на выходе, в основном, на частоте переключения, по крайней мере, до 50 мВ.

Выходное напряжение +5 В через делитель $R_3R_{10}R_{11}$ поступает на «трехвыводной Зенер» TL431 (U_4) фирмы *TI*, который в сочетании с несколькими резисторами и конденсаторами для нейтрализации обратной связи образует обратную связь с изоляцией через оптрон U_{2AB}. Выход +5 В снимается также через $R_{18}R_{19}$ для запуска ИС датчика перенапряжений ($U_1 : U_{\text{порог}} = +2{,}5$ В); последний запускает управляющий электрод тиристора T_6, который шунтирует источник +12 В и за счет ограничения по току на первичной стороне останавливает работу источника. Способ включения U_1 обеспечивает также возможность определения пониженного напряжения по специальной вспомогательной добавке от CR_5 и C_{19}; сигнал о понижении напряжения (насыщенный $n-p-n$-транзистор, подключенный к земле) передается на микропроцессор, предупреждая систему о возможном отказе источника питания, так что программа может осуществить упорядоченный останов без потери данных.

Для улучшения стабилизации источников ± 12 В разработчики использовали несколько хитроумных приемов, без которых эти источники полностью зависели бы от источника +5 В. Для источника +12 В они использовали выход +5 В в качестве эталонного напряжения для усилителя ошибки T_2, который управляет магнитным усилителем. Последний содержит насыщающийся реактор с добавкой противодействующего «сбросового тока» через T_1. Сбросовый ток определяет, сколько вольт-секунд будет блокировать индуктивность до достижения состояния магнитного насыщения, в котором она работает как превосходный проводник. Магнитный усилитель заслуживает своего названия, поскольку небольшой ток управления изменяет большой выходной ток. Контроллеры для магнитных усилителей выпускаются в виде полностью интегрированных схем, например UC3838 фирмы Unitrode.

Для слаботочного источника −12 В разработчики выбрали самое простое решение, использовав линейный постстабилизатор типа 7912 с диодами для защиты от обратного включения. На всех выходах постоянного тока разработчики включили конденсаторы развязки и резисторы для

обеспечения небольшого тока на выходе.

На схеме этого источника можно увидеть бóльшую часть тех узлов, которые редко упоминаются в учебниках, но которые, на самом деле, очень существенны. Применение дополнительных компонентов в этой схеме щедро вознаграждается гарантией надежной работы источника в условиях пользователя. Хотя может показаться, что эти дополнительные хлопоты являются результатом излишней скрупулезности, на самом деле это твердая экономическая политика,– каждый отказ у пользователя при наличии гарантий стоит изготовителю, по крайней мере, сотню долларов на перевозку плюс стоимость ремонта, не говоря уж об опороченной репутации.

Общие замечания относительно импульсных источников с питанием от сети.

1. Импульсные источники с питанием от сети (их называют иногда «автономными» импульсными источниками, но нам не нравится это название)–это превосходные мощные источники питания. Благодаря высокому КПД при работе они не нагреваются, а отсутствие трансформатора низкой частоты делает их более легкими и меньшими по размерам по сравнению с эквивалентными линейными источниками. По этим причинам для обеспечения питания компьютеров, даже настольных персональных компьютеров, используют исключительно импульсные источники с питанием от сети. Они также находят применение и в других портативных приборах, даже в таких чувствительных к помехам устройствах, как осциллографы.

2. Импульсные источники шумят! Выходные напряжения содержат десятки милливольт пульсаций переключения, они подбрасывают в сеть «мусор», их вопли можно даже услышать! Одно из средств борьбы против пульсаций на выходе, если они доставляют беспокойство,–это добавить внешний сильноточный LC-фильтр нижних частот; другой способ–добавить линейный постстабилизатор с низким падением. Некоторые преобразователи постоянного тока содержат эти средства, кроме того, они полностью экранированы и имеют усиленную фильтрацию входа.

3. Выпускаются и получили широкое распространение импульсные источники на несколько выходов. Однако отдельные выходы формируются с помощью дополнительных обмоток на общем трансформаторе. Как правило, обратная связь снимается с выхода с наибольшим током (обычно с выхода +5 В), а это означает, что остальные выходы стабилизируются не очень хорошо. В спецификации указывается обычно «кросс-стабилизация», которая показывает, например, насколько меняется напряжение на выходе +12 В при изменении нагрузки на выходе +5 В от 75% полной нагрузки до 50% или 100% полной нагрузки; типовое значение кросс-стабилизации составляет 5%. В некоторых многовыходных импульсных источниках добиваются превосходной стабилизации, используя на вспомогательных выходах линейные пост-стабилизаторы, но это исключение. Внимательно просматривайте технические данные!

4. Импульсные источники с питанием от сети могут выдвигать требование по минимальному току нагрузки. Если ток нагрузки может упасть ниже минимального, то вы должны добавить некоторую резистивную нагрузку, в противном случае возможно сильное повышение напряжения или появление колебаний. Например, упомянутый выше импульсный источник +5 В, 26 А имеет минимальный ток нагрузки 1,3 А.

5. Будьте внимательны при работе от импульсного источника с питанием от сети. Многие компоненты находятся под напряжением сети и несут смертельную опасность. Нельзя подключать заземление щупа осциллографа к схеме.

6. Когда вы впервые включаете питание, сеть переменного тока обнаруживает большой незаряженный электролитический конденсатор фильтра (разумеется, через диодный мост). Последующий «пусковой» ток может оказаться просто огромным; для нашего источника фирмы Power-One он составляет 17 А макс. (сравните с входным током при полной на-

грузке 1,6 А). Коммерческие «импульсники» для того, чтобы удержать пусковой ток в «цивилизованных» границах, используют различные приемы «мягкого пуска». Одним из таких приемов является включение последовательно с входом резистора с отрицательным ТКС (низкоомного термистора); другой способ – быстро отключить небольшой (10 Ом) последовательный резистор после включения источника.

7. Импульсные источники содержат обычно схему отключения при перенапряжениях, аналогичную нашей шунтирующей тиристорной схеме. Часто это простая схема на стабилитроне, которая останавливает генератор, если постоянное напряжение на выходе превышает определенную величину. Можно придумать такие виды отказов, при которых такие «шунты» не будут ничего шунтировать. Для максимальной безопасности вы, возможно, захотите использовать автономные внешние шунтирующие схемы на тиристорах.

8. Импульсные источники имеют обычно скверную репутацию относительно надежности, но последние схемы, как будто, намного лучше. Тем не менее, когда они решают взорваться, они делают это с большой помпой! Один из них у нас взорвался, изрыгая все свои внутренности, как и внутренности невинных электронных свидетелей.

9. Импульсные источники с питанием от сети, на самом деле, сложны и хитроумны с точки зрения надежности. Необходимы специальные индуктивности и трансформаторы. Наш совет, откажитесь от их проектирования, покупайте то, что вам нужно! В конце концов, зачем создавать то, что можно купить?

10. Импульсные источники являются особенной нагрузкой для питающей сети. В частности, увеличение сетевого напряжения приводит к снижению среднего тока, поскольку источник работает при постоянном КПД, т. е. он является нагрузкой с отрицательным сопротивлением (усредненным на периоде 60 Гц), а это может привести к совершенно сумасшедшим эффектам. Если в питающей сети есть большая индуктивность, то в системе возможны колебания.

Советы.

Счастье для вас, что мы не стесняемся давать советы. Вот они.

1. Для цифровых систем обычно требуется напряжение +5 В и часто большой ток (10 А и более).

Совет: а) используйте импульсный источник с питанием от сети; б) купите его (если требуется, добавьте фильтр).

2. Аналоговые схемы с сигналами низкого уровня (слабосигнальные усилители, сигналы менее 100 мкВ и т. п.).

Совет: используйте линейные стабилизаторы; импульсные слишком шумны, они испортят вам жизнь.

Исключение: для некоторых схем с батарейным питанием, возможно, лучше использовать маломощный импульсный преобразователь постоянного тока.

3. Что-то большой мощности. *Совет:* используйте импульсный источник с питанием от сети. Он меньше, легче и холоднее.

4. Высоковольтная, маломощная аппаратура (фотоэлектронные умножители, лампы-вспышки, электронно-оптические преобразователи, плазменные дисплеи). *Совет:* используйте маломощный повышающий преобразователь.

В общем случае, маломощные преобразователи постоянного тока легко спроектировать, потребуется всего несколько компонентов типа ИС серии Maxim. Не стесняйтесь делать их собственными руками. В противоположность этому, импульсные источники большой мощности (обычно с питанием от сети) сложны, хитроумны и чрезвычайно беспокойны. Если вам необходимо спроектировать свой собственный источник, будьте осторожны, проверьте очень тщательно свою схему. А лучше, подавите самолюбие и купите самый лучший импульсный источник, какой вы только сможете найти.

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

6.20. Высоковольтные стабилизаторы

При проектировании линейных стабилизаторов, вырабатывающих высокое напряжение, возникает ряд специальных проблем. Поскольку напряжение пробоя обычного транзистора не превышает, как правило, 100 В, при разработке источников с более высоким напряжением необходимо применять некоторые нестандартные решения. В этом разделе мы представим набор таких способов.

Решение в лоб: высоковольтные компоненты. Выпускаются мощные транзисторы, как биполярные, так и МОП, с напряжением пробоя 100 В и выше; они даже и не очень дорогие. Например, MJ12005 фирмы Motorola – это 8-амперный мощный *n–p–n*-транзистор с напряжением пробоя коллектор – эмиттер 750 В и напряжением пробоя обратно смещенной базы 1500 В; стоимость его менее 5 долл. MTP 1N100 (аналогичен European BUZ-50) представляет собой 1-амперный мощный МОП-транзистор с напряжением пробоя 1000 В; цена несколько долларов. Благодаря превосходной области безопасной работы (отсутствие вторичного теплового пробоя), мощные МОП-транзисторы наиболее всего подходят для применения в высоковольтных стабилизаторах.

Используя усилитель ошибки в режиме работы вблизи уровня земли (делитель для съема выходного напряжения дает малую долю выхода), можно построить высоковольтный стабилизатор, в котором под высоким напряжением будет находиться только проходной транзистор и формирователь, работающий на него. На рис. 6.47 показан принцип построения такой схемы. В данном случае, это стабилизированный источник на напряжение от 100 до 500 В, в котором использованы проходной *n*-МОП-транзистор и формирователь. T_2 представляет собой последо-

Рис. 6.47. Высоковольтный регулируемый источник питания.

вательный проходной транзистор, который запускается от инвертирующего усилителя T_1. В качестве усилителя ошибки используется операционный усилитель, сравнивающий регулируемую долю выхода с прецизионным эталонным источником +5 В. T_3 обеспечивает ограничение по току путем отключения запуска T_2 при падении напряжения на резисторе 33 Ом, равном падению $U_{БЭ}$. Остальные компоненты выполняют более тонкую, но необходимую работу. Диод защищает T_2 от обратного пробоя затвора, если вдруг T_1 решит понизить напряжение на стоке (в то время как выходной конденсатор поддерживает исток T_2). Различные небольшие конденсаторы обеспечивают нейтрализацию, которая необходима, поскольку T_1 работает как инвертирующий усилитель с усилением по напряжению и вносит неустойчивость в контур операционного усилителя (особенно в схеме с емкостной нагрузкой). Эта схема является исключением из общего правила, которое гласит, что транзисторные схемы не представляют электрической опасности!

Здесь мы не можем противостоять искушению несколько отклониться от темы: с небольшими изменениями (эталонный источник заменяется на сигнальный вход) эту схему можно превратить в превосходный высоковольтный усилитель, удобный для управления «ненормальными» нагрузками типа пьезопреобразователей. Для таких специфических применений схема должна быть способна как отводить, так и отдавать ток в емкостную нагрузку. Как это ни странно, схема работает как «псевдодвухтактный выход» с T_2, отдающим ток, и T_1, отводящим ток (через диод), в зависимости от необходимости; см. разд. 3.14.

Если высоковольтный стабилизатор проектируется только на нерегулируемое выходное напряжение, то проходной транзистор может иметь напряжение пробоя меньше, чем выходное напряжение. В предыдущей схеме замена резистора для регулировки напряжения на постоянный резистор 12,4 кОм превращает схему в нерегулируемый стабилизатор на +500 В. В этом случае вполне подойдет проходной транзистор на 300 В, потому что напряжение на нем никогда не превысит 300 В даже при включении и выключении, а также при коротком замыкании выхода. Последнее весьма проблематично, но, шунтируя T_2 300-вольтовым стабилитроном, эту проблему можно решить. Если стабилитрон может работать с большим током, он может и защитить проходной транзистор от короткозамкнутой нагрузки, если перед стабилизатором стоит подходящий предохранитель. Здесь может помочь активная схема на стабилитронах, упомянутая в разд. 6.06.

Стабилизация в цепи земли. Другой способ стабилизации высокого напряжения с помощью низковольтных элементов показан на рис. 6.48. T_1 – последовательный проходной транзистор, но соединенный с низковольтным концом источника питания; его «выход» поступает на землю. Напряжение на нем – это только часть выходного напряжения, и поэтому транзистор «сидит» вблизи уровня земли, что упрощает схему формирования. Как и раньше, следует обеспечить защиту во

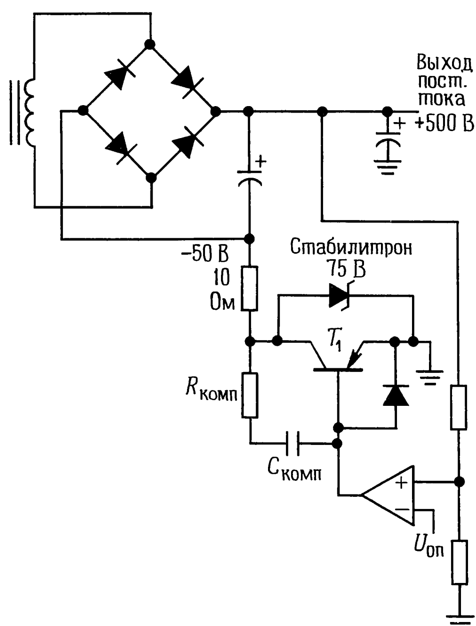


Рис. 6.48. Стабилизация в цепи земли.

время переходных процессов включения-выключения и при перегрузках. Достаточно проста стабилитронная защита, показанная на рисунке, но надо помнить, что стабилитрон должен выдерживать ток короткого замыкания.

«Подъем» стабилизатора над уровнем земли. Для расширения диапазона напряжений стабилизатора, включая и простые трехвыводные стабилизаторы, применяют еще один способ – поднятие общего вывода стабилизатора относительно уровня земли с помощью стабилитрона (рис. 6.49). В этой схеме $Д_1$ добавляет свое напряжение к обычному выходу стабилизатора. $Д_2$ через повторитель T_1 устанавливает падение напряжения на стабилизаторе и совместно с $Д_3$ обеспечивает защиту от короткого замыкания.

Транзистор с оптической связью. Существует еще один способ решения проблемы пробоя транзистора в высоковольтных источниках питания с применением сравнительно низковольтного проходного транзистора для нерегулируемого (известного) выходного напряжения. В подобных случаях высокое напряжение должен выдерживать только управляющий транзистор, но, используя оптически связанные транзисторы, можно избежать и этого. Эти приборы, о которых мы поговорим ниже в связи с сопряжением цифровых элементов в гл. 9, состоят в действительности из двух элементов, электрически изолированных друг от друга: светодиода, который излучает свет, если через него протекает ток в прямом направлении, и фототранзистора (или фотопары Дарлингтона), расположенных вблизи друг друга в непрозрачном корпусе. Прохождение тока через диод приводит транзистор в проводящее состояние, как если бы в транзисторе протекал базовый ток. Для того чтобы вывести фототранзистор в активный режим, как и в случае обычного транзистора, необходимо приложить коллекторное напряжение. В большинстве случаев базовый вывод отсутствует. Оптопары имеют, как правило, изоляцию, способную выдержать напряжение между входом и выходом в несколько тысяч вольт.

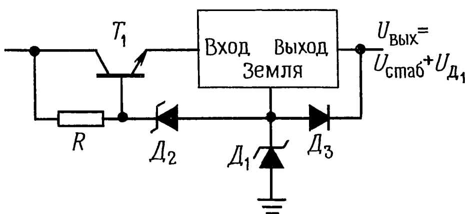


Рис. 6.49.

На рис. 6.50 показано несколько способов применения транзистора с оптической связью в высоковольтном источнике. На первой схеме фототранзистор T_2 закрывает транзистор T_3, если напряжение на выходе поднимается слишком высоко. На второй схеме, на которой показан только фрагмент с проходным транзистором, фототранзистор, находясь в возбужденном состоянии, увеличивает выходное напряжение, поэтому входы усилителя ошибки должны быть инвертированы. Обе схемы формируют некоторый выходной ток в цепи смещения проходного транзистора, поэтому для того чтобы удержать выходное напряжение от подъема при отсутствии нагрузки, между выходом и землей следует включить определенную нагрузку. Эту работу может выполнить делитель напряжения для съема выхода или отдельный шунтирующий резистор, подключенный к выходу, который, вообще говоря, всегда рекомендуется подключать в высоковольтных источниках.

Плавающий стабилизатор. Избежать применения высоковольтных компонентов в схеме управления источника высокого напряжения можно еще одним способом – «подвесить» управляющую схему на потенциал проходного транзистора, сравнивая падение напряжения на его собственном эталонном источнике с падением между ним и землей. Для такого рода применений предназначена превосходная ИС стабилизатора MC1466, которой требуется вспомогательный слаботочный плавающий источник напряжением 20–30 В для питания собственной схемы. Выходное напряжение ограничивает-

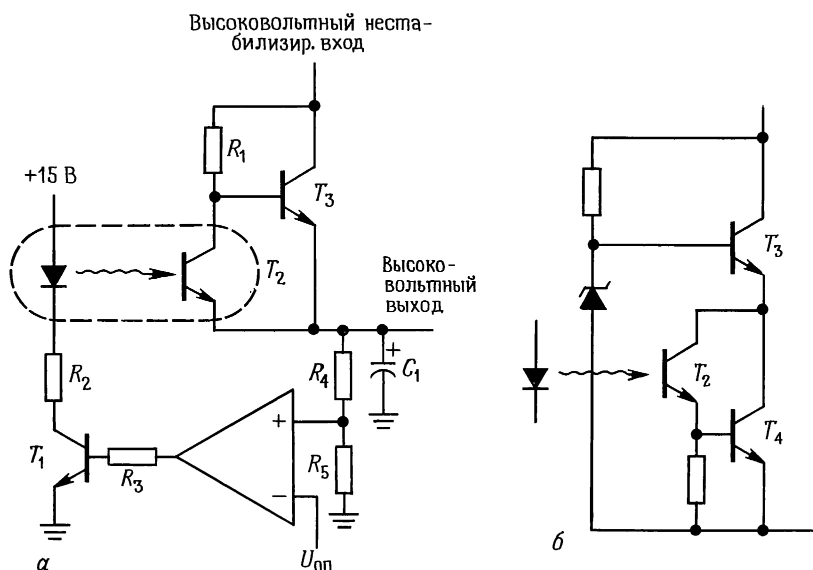


Рис. 6.50. Высоковольтный стабилизатор с оптической изоляцией.

ся только проходными транзисторами и изоляцией вспомогательного источника питания (напряжением пробоя изоляции трансформатора). Схема МС1466 характеризуется очень хорошей стабилизацией и прецизионной схемой ограничения тока, поэтому она вполне подходит для точных «лабораторных» источников питания. Однако следует предостеречь вас: в МС1466 в отличие от большинства современных стабилизаторов нет внутренней тепловой защиты.

Изящный способ построения плавающего стабилизатора может быть осуществлен с помощью недавно появившейся ИС-LM10-сочетания операционного усилителя и источника эталонного напряжения, явившей собой знаменательное событие в технологии производства ИС со времени открытия Видлара (см. разд. 4.13). Эта схема работает только от одного источника питания 1,2 В, т.е. ее можно подключить к перепаду база-эмиттер проходного транзистора Дарлингтона! Пример показан на рис. 6.51. Если вы любите аналогии, то представьте себе жирафа, который измеряет свой рост, глядя на землю с высоты, а затем стабилизирует его, меняя соответствующим образом длину шеи. Схема TL783 фирмы Texas Instruments-это ИС стабилизатора на 125 В, которая работает аналогичным образом; в случае небольших токов она заменяет схему на дискретных компонентах, показанную на рис. 6.51.

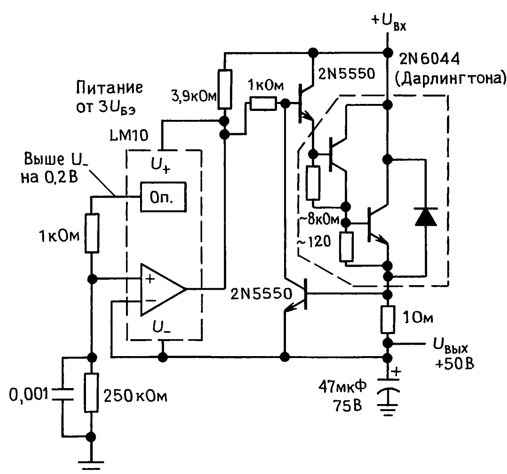


Рис. 6.51. Высоковольтный «плавающий» стабилизатор.

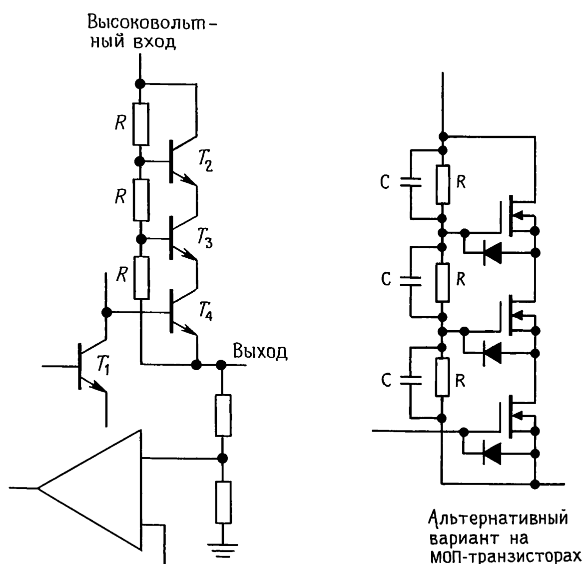


Рис. 6.52. Последовательное включение транзисторов для повышения напряжения пробоя.

Последовательное соединение транзисторов. На рис. 6.52 показан трюк с последовательным соединением транзисторов для увеличения напряжения пробоя. Транзистор T_1 управляет последовательно соединенными транзисторами $T_2 - T_4$, которые делят между собой большое напряжение между коллектором T_2 и выходом. Одинаковые базовые резисторы выбираются достаточно малыми, чтобы обеспечить полный выходной ток транзисторов. Аналогичная схема будет работать и на МОП-транзисторах, но в этом случае следует подключить, как показано на рисунке, диоды защиты от обратного пробоя затвора (относительно прямого пробоя затвора вам не следует беспокоиться, поскольку МОП-транзисторы будут достаточно быстро включаться еще задолго до пробоя затвор–канал). Заметьте, что резисторы смещения дают некоторый выходной ток, даже когда транзисторы выключены, поэтому должна быть минимальная нагрузка на землю для того, чтобы предотвратить подъем выходного напряжения выше стабилизированного уровня. Во многих случаях целесообразно включить параллельно резисторам делителя небольшие конденсаторы для того, чтобы обеспечить работоспособность делителя на высоких частотах. Емкость конденсаторов должна быть достаточно большой для того, чтобы нейтрализовать разницу входных емкостей транзисторов; в противном случае будет неравное деление и общее напряжение пробоя уменьшится.

Последовательно соединенные транзисторы можно использовать, конечно, не только в источниках питания. Их иногда можно увидеть в высоковольтных усилителях, хотя часто это и необязательно, так как выпускаются высоковольтные МОП-транзисторы.

В высоковольтных схемах типа этой можно легко упустить из виду тот факт, что могут потребоваться 1-ваттные (и более) резисторы, а не стандартные на 1/4 Вт. Непосвященных ожидает более тонкая ловушка, а именно, максимальное напряжение, достигающее 250 В, для стандартных («угольных») резисторов на 1/4 Вт независимо от мощности рассеяния. Угольные резисторы проявляют на высоких напряжениях довольно странное поведение коэффициентов сопротивления по напряжению, не говоря уж о постоянных изменениях сопротивления. Например, при реальных измерениях (рис. 6.53) на делителе 1000:1 (10 МОм, 10 кОм) при

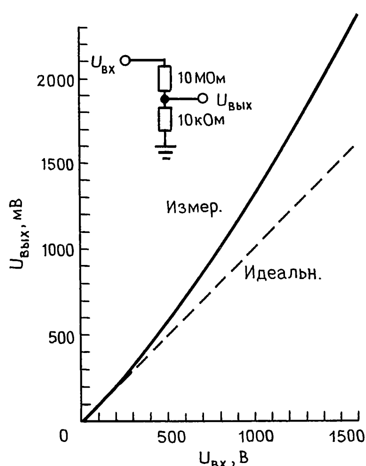


Рис. 6.53. Угольные композиционные резисторы показывают снижение сопротивления при напряжениях выше 250 В.

напряжении 1 кВ отношение оказывается равным 775 : 1 (ошибка 29%!); обратите внимание, что мощность соответствовала номинальной. Этот «неомический» эффект играет важную роль, в частности, в делителях для съема выходного напряжения в высоковольтных источниках питания и усилителях. Будьте внимательны! Фирмы, такие как Victoreen, выпускают резисторы различного типа, предназначенные для подобных высоковольтных применений.

Стабилизация входного напряжения. В высоковольтных источниках питания особенно в тех, которые работают с малыми токами, иногда применяют другой способ – стабилизацию не выходного напряжения, а входного. Обычно это делается с помощью высокочастотных импульсных преобразователей постоянного тока, поскольку попытка стабилизировать вход переменного напряжения 60 Гц приводит к слабой стабилизации и высокому уровню остаточной пульсации. Основная идея показана на рис. 6.54. Трансформатор $Тр_1$ и связанная с ним схема формируют некоторое промежуточное нестабилизированное напряжение, допустим, 24 В; можно использовать и аккумулятор. От этого напряжения работает генератор прямоугольных импульсов, на выходе которого размещается двухполупериодный выпрямитель и фильтр. Отфильтрованный постоянный ток является выходным сигналом, часть которого поступает обратно на генератор для управления скважностью или амплитудой в зависимости от выходного напряжения. Поскольку генератор работает на высокой частоте, реакция схемы достаточно быстрая, а выпрямленное напряжение легко фильтруется, поскольку оно происходит от прямоугольного колебания, подвергнутого двухполупериодному выпрямлению. Трансформатор $Тр_2$ должен быть рассчитан на

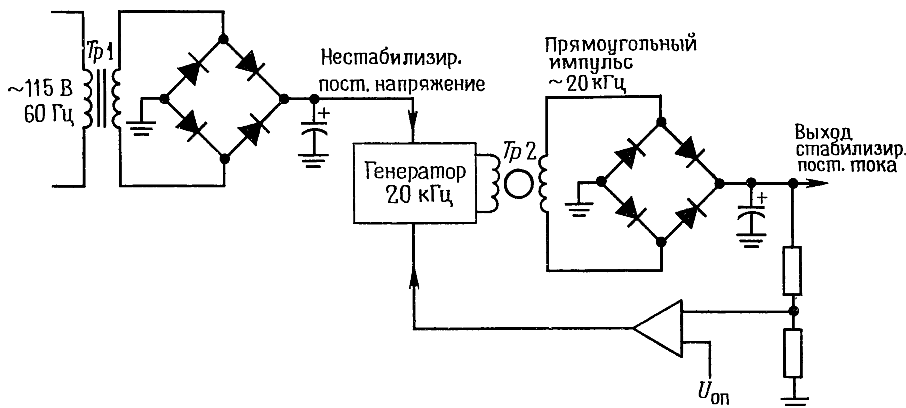


Рис. 6.54. Высоковольтный импульсный источник питания.

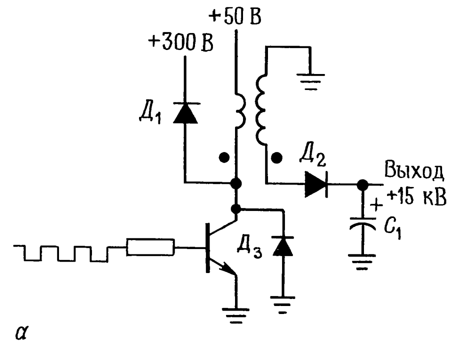
работу с высокочастотным сигналом, так как обычный мощный трансформатор с наборным сердечником будет иметь значительные потери. Подходящие трансформаторы изготавливают из железного порошка, феррита или с использованием тороидальных ленточных сердечников; они намного легче и меньше по сравнению с традиционными мощными трансформаторами той же мощности. Здесь не использованы высоковольтные компоненты, за исключением, конечно, выходного выпрямительного моста и конденсатора.

Читая последний параграф, искушенный читатель возможно испытает своего рода déjà vu[1]. Действительно, это все очень похоже на импульсный стабилизатор (разд. 6.19). Одно существенное отличие состоит в том, что импульсные источники обычно используют индуктивности в качестве энергозапасающих элементов, в то время как высоковольтный источник со стабилизацией входа использует $Тр_2$ как «обычный» (хотя и высокочастотный) трансформатор. То, что роднит высоковольтные источники с импульсными, так это высокочастотные пульсации и помехи.

Высоковольтные выпрямители для видеомониторов. Для формирования высокого постоянного напряжения (10 кВ и выше), необходимого в телевизорах и видеомониторах на ЭЛТ, обычно используют вариант традиционного высоковольтного импульсного стабилизатора (рис. 6.43, *а*). Как вы увидите, схема эта чрезвычайно умна, поскольку она формирует вздобавок и сигнал горизонтальной развертки для запуска отклоняющей системы.

Основная идея заключается в использовании трансформатора с большим коэффициентом трансформации и запуске первичной обмотки от насыщенного транзистора, точно также, как в традиционной высоковольтной схеме. Выходное напряжение снимается с вторичной обмотки, выпрямляется и используется как высокое напряжение постоянного тока; см. рис. 6.55.

[1] Синдром уже виденного (франц.). – *Прим. перев.*



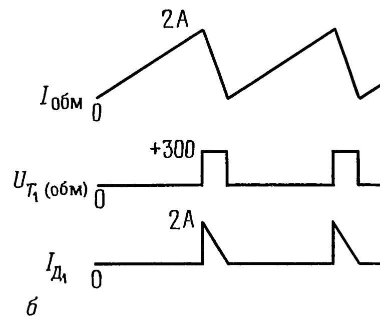


Рис. 6.55. Высоковольтный источник для видеомониторов.

Транзистор T_1 запускается широкими импульсами и подключает первичную обмотку к земле. Схема может быть выполнена с самовозбуждением или с запуском от генератора. $Д_1$ – это демпферный диод, который защищает коллектор T_1 от слишком высокого подъема во время обратного хода. $Д_2$, подключенный к высоковольтной вторичной обмотке, выпрямляет выходное напряжение, которое составляет обычно 10–20 кВ при токе несколько миллиампер. Схема работает на частотах 15 кГц и более; это означает, что конденсатор фильтра C_1 может быть достаточно маленьким – всего несколько сотен пикофарад (убедитесь в этом сами, подсчитав пульсацию).

Заметьте, форма волны коллекторного тока – линейно-нарастающая пила, которая обычно используется для запуска магнитной отклоняющей системы (называемой также «ярмо») ЭЛТ и обеспечения линейной скорости горизонтального сканирования. В этих случаях частоту гене-

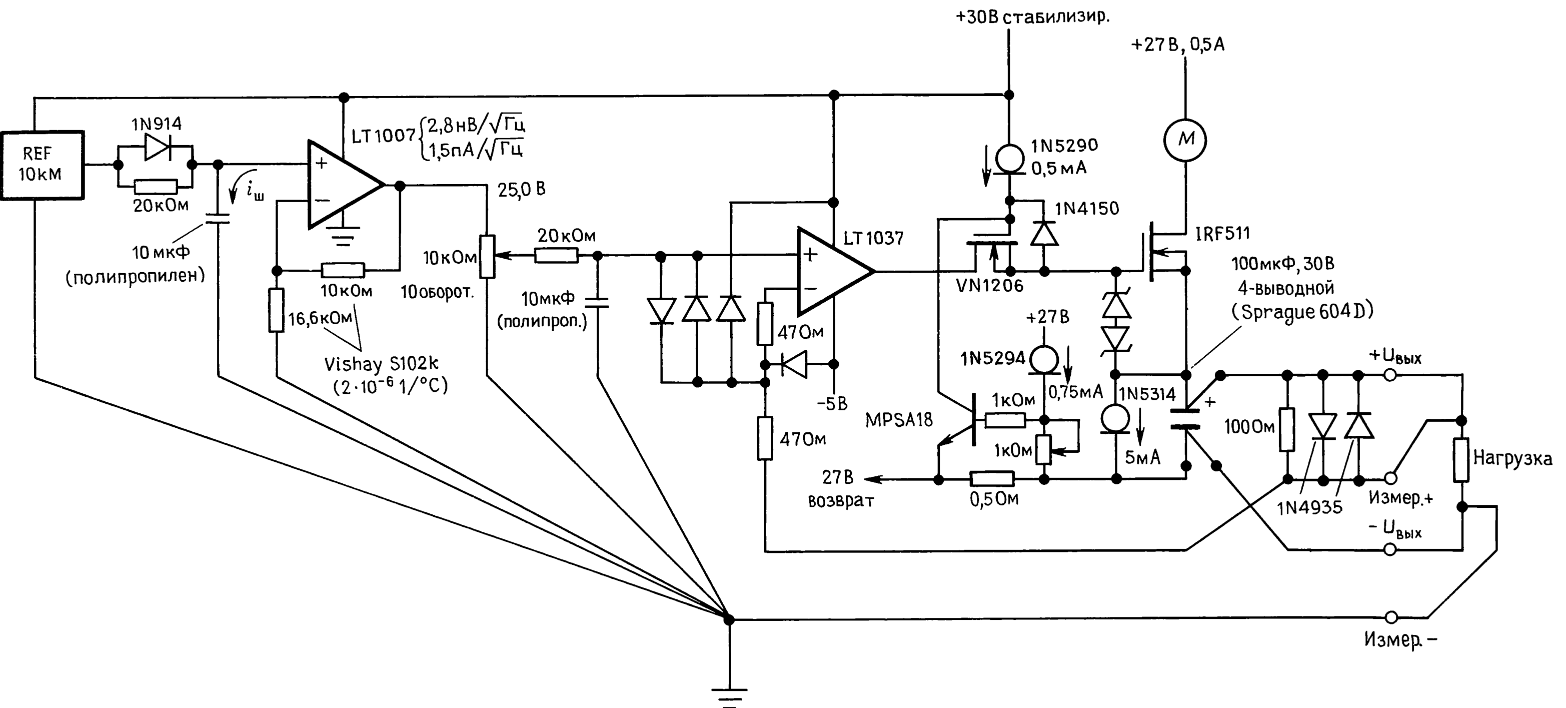


Рис. 6.56. Сверхстабильный источник питания с низким уровнем помех.

ратора выбирают равной частоте горизонтальной развертки. Похожие схемы — это так называемые, блокинг-генераторы, которые формируют свои собственные импульсы возбуждения.

6.21. Источники питания с малым уровнем помех и малым дрейфом

Стабилизированные источники питания, которые мы описали, до сих пор остаются одними из лучших,— они имеют обычно пульсацию и уровень помех ниже милливольта и температурный дрейф около $100 \cdot 10^{-6}$/°C. Это более чем достаточно для питания почти всего, что может когда-либо понадобиться. Однако возможно вам потребуются еще лучшие технические характеристики и вы не сможете обеспечить их с помощью выпускаемых ИС стабилизаторов. Тогда вам придется проектировать свои собственные схемы стабилизаторов, используя лучшие из доступных ИС опорных источников (в отношении стабильности и помех; см., например, REF101KM в табл. 6.7). Такая стабильность ($<1 \cdot 10^{-6}$/°C) намного лучше, чем ТКС обычных металлопленочных резисторов ($50 \cdot 10^{-6}$/°C); поэтому вы должны больше уделять внимания выбору операционных усилителей и пассивных компонентов, ошибки и дрейфы которых не ухудшают общих технических данных.

На рис. 6.56 показана полная схема необычного стабилизированного источника питания с низким уровнем помех и малым дрейфом. Схема начинается с превосходной ИС REF10KM фирмы Burr-Brown, которая гарантирует ТКС лучше, чем $1 \cdot 10^{-6}$/°C и очень низкий уровень шумов (6 мкВ размах, 0,1 – 10 Гц). Более того, это достигается без применения термостатического управления, которое позволяет удерживать приповерхностный зенеровский шум на низком уровне. За источником опорного напряжения следует фильтр нижних частот для дальнейшего снижения уровня шумов. Большое значение емкости конденсатора необходимо для подавления токового шума операционного усилителя; указанное значение преобразует токовый шум (1,5 пА/$\sqrt{\text{Гц}}$ на 10 Гц) в шум напряжения 2,4 нВ$\sqrt{\text{Гц}}$, сравнимый с шумом $e_ш$ операционного усилителя. Используется полипропиленовый конденсатор, потому что утечка конденсатора (более точно, изменение утечки от времени и температуры) должна быть менее 0,1 нА для того, чтобы избежать микровольтовых дрейфов выходного напряжения. С помощью операционного усилителя, резисторы в обратной связи которого имеют сверхнизкий ТКС ($0{,}2 \cdot 10^{-6}$/°C макс.), эталонное напряжение доводится до +25 В; заметьте, что напряжение питания составляет +30 В. Полученное опорное напряжение +25,0 В поступает на делитель напряжения для формирования желаемого выходного напряжения, которое затем вторично фильтруется фильтром НЧ с использованием конденсатора с малой утечкой. Поскольку для деления опорного напряжения используется потенциометр, значение ТКС резистора здесь не столь критично — это логометрическое измерение.

Остальная часть схемы представляет собой простой повторитель, использующий прецизионный малошумящий усилитель ошибки для сравнения выходного напряжения от мощного последовательного проходного МОП-транзистора. В связи с тем что большой выходной конденсатор обеспечивает основной полюс для компенсации, использован декомпенсированный операционный усилитель. Обратите внимание на необычную токоограничивающую схему и обильное использование «диодов» стабилизации тока (на самом деле использование полевых транзисторов с $p-n$-переходом) для получения рабочего смещения. Обратите внимание также на применение проводников «считывания» напряжения на нагрузке. В прецизионной схеме типа этой большую роль играют пути земли, поскольку, например, нагрузочный ток 100 мА, протекающий по одному дюйму провода калибра 20, дает падение напряжения 100 мкВ, что составляет ошибку порядка 10^{-4} на 1 В выхода! Представленная схема имеет превосходные технические характеристики,— ее шумы и дрейф, по крайней мере, в 100 раз меньше,

чем приведенные ранее типовые. По данным фирмы EVI, которая любезно предоставила нам эту схему, шумы и фон схемы лежат ниже 1 мкВ, ТКС ниже $1 \cdot 10^{-6}/°C$, выходной импеданс ниже 1 мкОм и дрейф менее $1 \cdot 10^{-6}$ за рабочий день.

В следующей главе мы побольше поговорим о таких прецизионных и малошумящих схемах.

6.22. Микромощные стабилизаторы

Как мы уже ранее упоминали, можно спроектировать схему с батарейным питанием с очень низким током покоя, порядка десятков микроампер. Это как раз то, что нужно, чтобы сделать схему, которая работала бы в течение нескольких месяцев или лет от одной маленькой батареи (например, наручные часы или калькулятор). Щелочной 9-вольтовый транзисторный аккумулятор, к примеру, полностью исчерпывает себя после 400 мА-ч работы; следовательно, 50-микроамперная схема будет работать около года (8800 часов). Если для такой схемы потребуется стабилизированное напряжение, то вы, очевидно, не можете позволить себе тратить 3 мА тока покоя в ИС 78L05, поскольку это снизило бы срок службы батареи до недели!

Решить эту проблему можно либо с помощью стабилизатора на дискретных компонентах, либо используя одну из микромощных ИС. К счастью, в последние годы выпускают несколько хороших ИС. Одними из лучших являются стабилизаторы серии LP2950 фирмы National–трехвыводной нерегулируемый стабилизатор 5 В, выпускаемый в небольшом транзисторном корпусе TO-92 (LP2950ACZ-5.0), или многовыводной регулируемый стабилизатор 1,2–30 В (LP2951). Обе версии имеют ток покоя 75 мкА. Существуют ИС с ее более низким током покоя – ICL7663/4 (или MAX 663/4), регулируемые стабилизаторы на обе полярности с током покоя 4 мкА. В гл. 14 мы рассмотрим микромощные стабилизаторы при обсуждении схем с батарейным питанием.

Как пример того, что можно сделать на дискретных компонентах, на рис. 6.57 мы приводим микромощную схему, которую можно использовать в электростимуляторе сердечной мышцы, работающем от литиевой батареи. Эта схема преобразует входное напряжение в диапазоне от +5 до

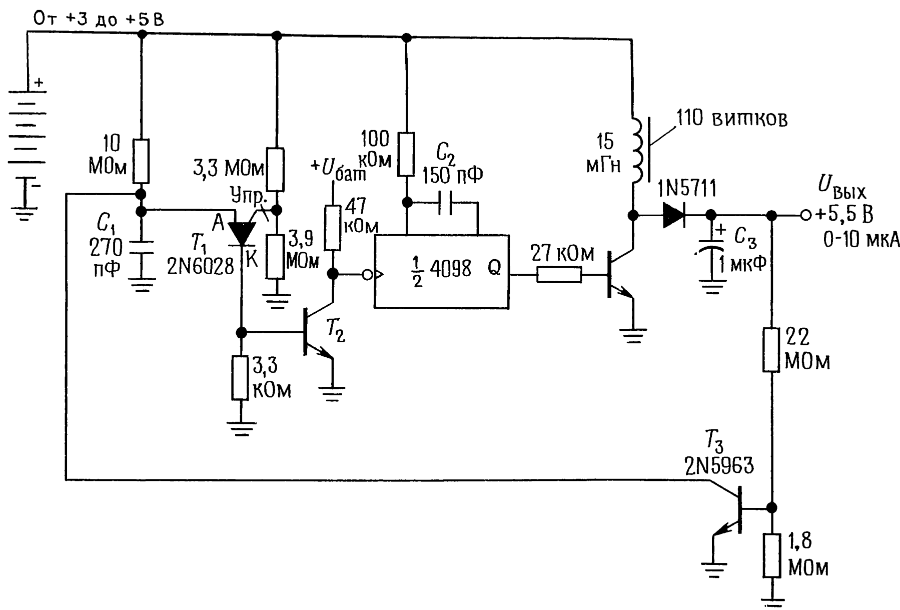


Рис. 6.57. Микромощный импульсный стабилизатор.

+3 В (по мере старения батареи) в стабилизированное напряжение +5,5 В. Этот источник имеет ток покоя 1 мкА, обеспечивает стабилизацию по входу и нагрузке 5% и эффективность преобразования 85% при полной нагрузке для всего диапазона напряжений батареи. Как мы отмечали при обсуждении импульсных источников, традиционные линейные источники, использующие генератор, удвоитель и последовательный проходной стабилизатор, были бы гораздо менее эффективными, потому что при более высоких нестабилизированных напряжениях потери в стабилизаторе возрастают. Схемы с обратным выбросом эффективны как умножители напряжения с переменным коэффициентом умножения; они дают чрезвычайно высокий КПД и поэтому достаточно привлекательны для использования в микромощных схемах.

На управляемом однопереходном транзисторе 2N6028 собран релаксационный генератор. Его анодный вывод не проводит ток, пока напряжение на нем не превысит напряжение на управляющем электроде на величину падения на диоде; в этот момент он начинает пропускать большой ток, разряжая конденсатор. Результирующий положительный импульс на базе T_2 «тянет» коллектор T_2 к земле, запуская схему 4098, известную под названием «одновибратор» (см. разд. 8.20), которая генерирует положительный импульс постоянной длительности на своем выходе Q. T_3 в этой схеме снимает выходное напряжение и «отнимает» часть разрядного тока у C_1, снижая скорость нарастания импульса преобразования энергии до величины, необходимой для поддержания требуемого выходного напряжения. Обратите внимание на большие величины сопротивлений резисторов во всей схеме. Температурная компенсация в данном случае не тема для разговора, поскольку схема работает в условиях постоянной температуры 36,6 °С «передвижной печи». (Предостережение: рекомендуем читателю еще раз заглянуть в «Юридическую справку» в предисловии).

6.23. Преобразователи напряжения с переключаемыми конденсаторами (зарядовый насос)

В разд. 6.19 мы рассмотрели импульсные источники питания, упомянув их странную способность вырабатывать выходное постоянное напряжение, большее чем входное или даже противоположной полярности. Там мы упомянули также, что преобразователи напряжения с переключаемыми конденсаторами могут делать то же самое. Что же это такое «переключаемые конденсаторы»?

На рис. 6.58 показана упрощенная схема КМОП ИС 7662 фирмы Intersil с расширенной вторичной частью (обвязкой). Она имеет внутренний генератор и несколько ключей КМОП; для ее работы необходимы два внешних конденсатора. Если входная пара ключей замкнута (в проводящем состоянии), C_1 заряжается до $U_{вх}$; затем во время второго полуцикла C_1 отключается от входа и подключается в перевернутом состоянии к выходу. Таким образом, он передает свой заряд на C_2 (и нагрузку), обеспечивая на выходе напряжение, равное примерно $-U_{вх}$. С другой стороны, вы можете использовать 7662 для формирования напряжения $2U_{вх}$, организовав схему таким образом, что C_1 будет заряжаться так, как и раньше, но затем на второй половине цикла будет подключаться последовательно с $U_{вх}$.

Такой способ переключаемых конденсаторов прост и эффективен; для его реализации необходимо всего несколько ком-

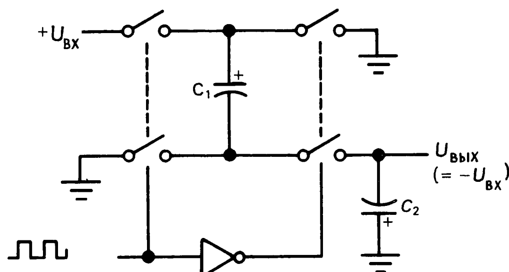


Рис. 6.58. Инвертор напряжения с переключаемыми конденсаторами. C_1 и C_2 – внешние танталовые конденсаторы емкостью 10 мкФ.

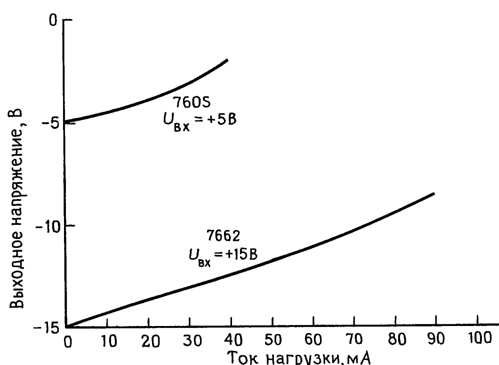


Рис. 6.59. Выходное напряжение инвертора с переключаемыми конденсаторами под нагрузкой значительно уменьшается.

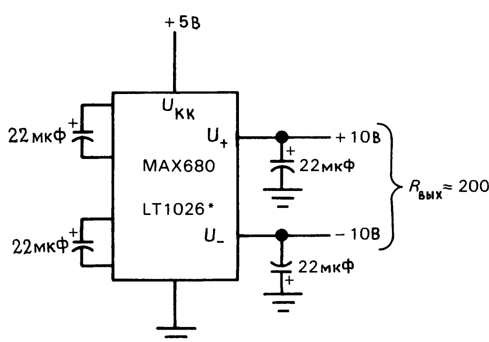


Рис. 6.60. Сдвоенный источник с переключаемыми конденсаторами. Аналогичным образом включается LT1026, но при этом $R_{вых} \approx 100$ Ом, а емкость конденсаторов всего 1 мкФ.

понентов (индуктивности не нужны). Однако выход схемы не стабилизирован и существенно падает при токах нагрузки больше нескольких миллиампер (рис. 6.59). Кроме того, большинство таких КМОП-приборов имеют ограниченный диапазон напряжений питания; для 7662 $U_{вх}$ может меняться в диапазоне только от 4,5 до 20 В (от 1,5 до 10 В для ее предшественницы 7660). Наконец, в отличие от индуктивных повышающих и инвертирующих схем, которые могут генерировать любое напряжение, преобразователь напряжения на переключаемых конденсаторах может формировать напряжения кратные $U_{вх}$. Несмотря на эти недостатки, преобразователи на свободных конденсаторах при определенных обстоятельствах очень удобны, например, для того чтобы обеспечить питание биполярных операционных усилителей или последовательного порта (см. гл. 10 и 11) на схемной плате, которая имеет питание только +5 В.

Существуют еще несколько интересных ИС с переключаемыми конденсаторами. MAX680 фирмы Maxim – это сдвоенный источник, который вырабатывает ±10 В (до 10 мА) от +5 В (рис. 6.60). Похожая схема LT1026 фирмы LTC формирует выход ±20 В (до 20 мА) и использует меньшие емкости (1 мкФ вместо 20 мкФ). Схема LT1054 фирмы LTC сочетает преобразователь с переключаемыми конденсаторами с линейным стабилизатором и вырабатывает достаточно мощный стабилизированный выход с токами нагрузки до 100 мА (при более низком КПД, разумеется). Схемы серии MAX232 и схема LT1080 объединяют источник на переключаемых конденсаторах ±10 В и цифровой последовательный порт RS-232C (см. гл. 11), что исключает необходимость в биполярном источнике для многих компьютерных плат; некоторые ИС из серии MAX232 содержат даже встроенные конденсаторы. Схема же LTC1043 представляет собой незавершенный блок с переключаемыми конденсаторами, который можно использовать для того, чтобы проделывать всевозможные чудеса. К примеру, вы можете использовать переключаемые конденсаторы для передачи падения напряжения, измеренного на неудобном потенциале вблизи потенциала земли (например, на резисторе для считывания тока при положительном напряжении источника), туда, где с ним можно легко справиться. Документация на LTC1043 содержит 8 страниц с подобными хитроумными применениями.

6.24. Источники стабилизированного постоянного тока

В разд. 2.06 и 2.14 мы описали несколько способов стабилизации тока с помощью схем, содержащих управляемые напряжением источники тока с плавающими или

заземленными нагрузками и некоторые виды токовых зеркал. В разд. 3.06 было показано, как использовать полевые транзисторы для построения некоторых простых источников тока на «токостабилизирующих диодах» (затвор транзистора соединен с истоком) таких, как серия 1N5283. В разд. 4.07 мы показали, как добиться более высоких технических данных (во всяком случае, на низкой частоте), используя для создания источников тока ОУ. В разд. 6.15 мы упомянули удобную ИС трехвыводного источника тока LM334. Вместе с тем часто необходим управляемый источник стабилизир. пост. тока, который мог бы выдавать ток и напряжение значительной величины и выпускался в виде законченного прибора. Здесь мы рассмотрим некоторые успешно применяемые для этих целей схемы.

Трехвыводные стабилизаторы. В разд. 6.18 мы показали, как можно использовать трехвыводной регулируемый стабилизатор для построения превосходного простого источника тока. Стабилизатор типа 317 поддерживает между выходным выводом и выводом «рег» постоянное напряжение 1,25 В (ширина запрещенной зоны); включая резистор между этими выводами, можно получить двухвыводной прибор со стабильным постоянным током (рис. 6.38), используемый для отдачи или отвода тока. Поскольку перепад на самом стабилизаторе составляет около 2 В, характеристики начинают ухудшаться при напряжении на схеме менее 3 В.

Этот тип источника тока удобен для средних и больших токов: LM317 имеет максимальный ток 1,5 А и может работать с падением напряжения до 37 В. Ее высоковольтный родственник LM317HVK может выдержать падение 57 В. Выпускаются более сильноточные версии, например, LM338 (5 А) и LM396 (10 А), но они рассчитаны на более низкие напряжения. Трехвыводные стабилизаторы не работают как источники тока при токах ниже 10 мА, наихудший случай тока покоя. Обратите внимание, однако, что ток не является источником ошибки тока, поскольку он протекает от входного вывода к выходному; гораздо меньший ток, вытекающий по выводу «рег» (50 мкА номин.), колеблется в пределах 20% по всему диапазону рабочих температур и им можно пренебречь.

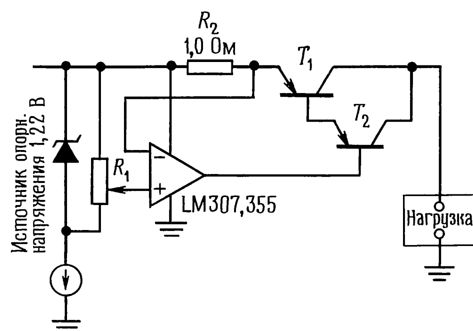


Рис. 6.61. Измерение тока в шине питания.

В давние времена, до появления трехвыводных регулируемых стабилизаторов, иногда использовали в качестве источников тока 5-вольтовые нерегулируемые стабилизаторы (например, 7805) в похожей схеме (заменяя вывод «рег» выводом «земля»). Это плохая схема, потому что при малых выходных токах ток покоя стабилизатора вносит большую ошибку, а при больших токах падение напряжения 5 В на резисторе установки тока приводит к лишнему рассеянию мощности.

Измерение тока в шине питания. Простая схема с хорошими параметрами получается из традиционного последовательного проходного стабилизатора со съемом тока на входе проходного транзистора (рис. 6.61). R_2 – резистор для съема тока, желательно с малой температурной зависимостью. Для очень больших токов или прецизионной точности следует использовать четырехпроводной резистор, специально предназначенный для измерений тока – измерительные проводники подключены в самом резисторе. В этом случае снятое напряжение не зависит от сопротивления соединения с токонесущими проводниками, которые на схеме для ясности показаны жирными линиями.

В этой схеме необходимо использовать операционный усилитель, который имеет

диапазон входных синфазных сигналов вплоть до положительного напряжения питания (307, 355 и 441 обладают этим достоинством), если, конечно, вы не питаете операционный усилитель от еще более положительного вспомогательного напряжения. МОП-транзистор в этой схеме можно было бы заменить на проходной $p-n-p$-транзистор, однако, поскольку выходной ток будет тогда включать ток базы, придется использовать соединение Дарлингтона для минимизации ошибки. Обратите внимание на то, что вместо p-канального транзистора можно использовать n-канальный выходной транзистор (подключенный как повторитель), если поменять подключение на входе операционного усилителя. Однако в этом случае источник тока будет иметь нежелательно низкий выходной импеданс на частотах, близких к частоте f_T контура операционного усилителя, поскольку выход является по-существу истоковым повторителем. При проектировании источников тока часто допускают подобную ошибку, так как анализ по постоянному току показывает хорошие параметры.

Измерение тока в возвратной цепи. Хорошим способом построения прецизионного источника тока является считывание напряжения на прецизионном резисторе, включенном последовательно с нагрузкой. В этом случае легче исключить ошибки источника тока, связанные с током базы; базовый ток должен проходить либо и через нагрузку, и через усилитель считывания, либо не должен проходить ни через то, ни через другое. Для того чтобы удовлетворить этому требованию, необходимо «подвесить» нагрузку или источник питания, по крайней мере, к напряжению, равному падению напряжения на резисторе для измерения тока. На рис. 6.62 показаны две схемы, использующие плавающую нагрузку.

Первая схема – это обычная последовательная проходная схема, в которой сигнал ошибки получается из падения напряжения на небольшом резисторе, включенном на возвратном пути от нагрузки к земле. Сильноточный путь здесь также отмечен жирной линией. В данном случае соединение Дарлингтона используется не для того, чтобы избежать ошибки, связанной с базовым током (измеряется реальный ток нагрузки), а чтобы снизить ток управления до нескольких миллиампер, поэтому в качестве усилителя ошибки можно использовать обычный операционный усилитель. Измерительный резистор должен быть прецизионным мощным резистором с малой температурной зависимостью и желательно четырехпроводным. Во второй схеме транзистор регулирования T_2 находится в возвратной цепи земли сильноточного источника питания.

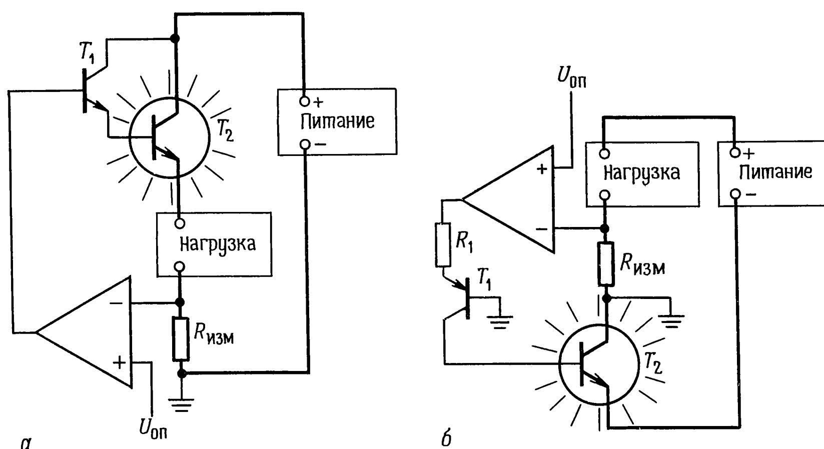


Рис. 6.62. Измерение тока в возвратной цепи.

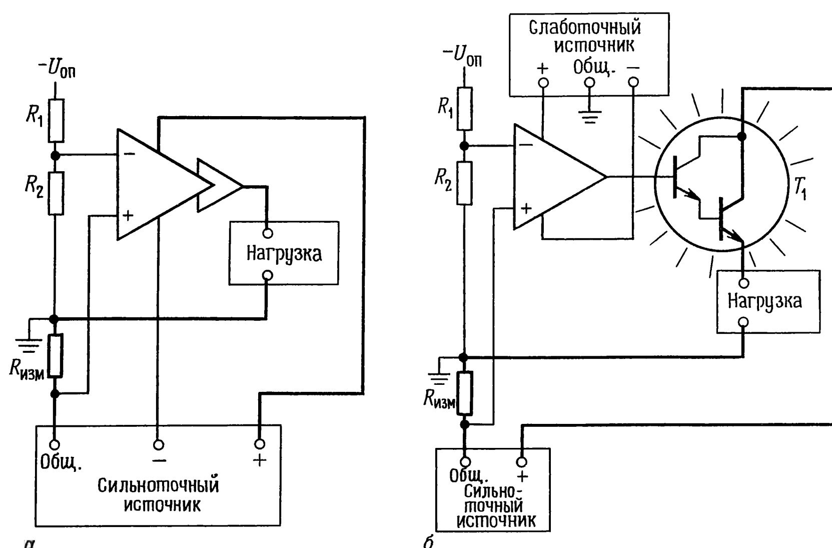


Рис. 6.63. Источники тока для заземленных нагрузок, использующие плавающие высоковольтные источники питания.

Преимущество такого расположения состоит в том, что коллектор транзистора подключен к земле, поэтому можно не беспокоиться относительно изоляции корпуса транзистора от теплоотвода.

В обеих схемах $R_{изм}$ выбирается из расчета падения на нем около вольта при типовых рабочих токах; значение резистора – это компромисс между ошибками смещения на входе операционного усилителя, с одной стороны, и сочетанием уменьшенного размаха источника тока и увеличенной мощностью рассеяния, с другой. Если схема предназначается для работы в большом диапазоне выходных токов, то $R_{изм}$, по-видимому, целесообразно выполнить в виде набора прецизионных мощных резисторов с выбором нужного резистора с помощью переключателя.

Заземленная нагрузка. Если важно, чтобы нагрузка была подключена к земле, то можно использовать схему с плавающим источником. На рис. 6.63 показано два примера. В первой схеме операционный усилитель, изображенный необычным образом, представляет собой усилитель ошибки с сильноточным буферным выходом; им может быть простой 723 (для токов до 150 мА) или один из сильноточных операционных усилителей, перечисленных в табл. 4.4. Общий вывод сильноточного источника «плавает» относительно схемной земли. Большое значение имеет то, что усилитель ошибки (или, по крайней мере, выход его буфера) питается от плавающего источника и токи базы возвращаются через $R_{изм}$. Понадобится дополнительный слаботочный источник с заземленным общим выводом, если в этом же приборе будут использованы другие операционные усилители и т. п. Отрицательный источник опорного напряжения (относительно схемной земли) управляет выходным током. Обратите внимание на полярность на входах усилителя ошибки.

На второй схеме показано использование второго маломощного источника для случая, когда в качестве усилителя ошибки используется обычный слаботочный операционный усилитель. T_1 – это внешний проходной транзистор, который может быть парой Дарлингтона (или может быть МОП-транзистором), поскольку базовый ток возвращается через нагрузку, а не через измерительный резистор. Усилитель ошибки питается в данном случае от того же расщепленного источника с заземленным общим выводом, от которого питаются все остальные



Рис. 6.64. Коммерческие источники питания различных форм и размеров, включая герметизированные модули, открытые блоки и полностью закрытые коробки (с разрешения фирмы Computer Products).

схемы прибора. Эта схема очень удобна как простой стендовый источник тока со встроенным слаботочным расщепленным источником и внешним сильноточным источником. В каждом конкретном случае вы можете подобрать напряжение сильноточного источника и его нагрузочную способность по току.

6.25. Коммерческие модули источников питания

Всю эту главу мы посвятили тому, как проектировать свои собственные источники питания, безотчетно ориентируя вас на самые лучшие схемы. И только при обсуждении импульсных источников с питанием от сети мы советовали подавить самолюбие и купить коммерческий источник питания.

Экономические реальности жизни, однако, играют большую роль, поэтому часто наилучшим подходом будет использовать один из коммерческих источников питания, которые продаются такими фирмами, как ACDC, Acopian, Computer Products, Lambda, Power-One и еще сотни других. Они предлагают как импульсные, так и линейные источники, выпускаемые в четырех различных видах (рис. 6.64).

1. Модульные герметизированные источники. Это маломощные источники, часто сдвоенные (±15) или строенные ($+5$, ±15), упакованные в герметизированные

модули размерами обычно $2{,}5 \times 3{,}5$ дюйма и толщиной 1 дюйм. Большинство обычных корпусов имеет твердые проволочные выводы снизу, так что вы можете монтировать их непосредственно на схемной плате; их можно закрепить на панели или вставить в соединитель. Они выпускаются также с крепежным полосковым выводом с одной стороны для установки на шасси. Типовой линейный строенный источник дает +5 В, 0,5 А и ±15 В, 0,1 А и стоит около 100 долл. в малых партиях. Мощность линейных модульных источников составляет обычно от 1 до 10 Вт, импульсных – от 15 до 25 Вт.

2. Открытые источники питания. Они состоят из металлического шасси, на котором закрепляется схемная плата, трансформатор и мощные транзисторы, все полностью открыто. Источники предназначены для установки в устройства больших размеров. Выпускаются они в широком диапазоне напряжений и токов и в виде сдвоенных и строенных блоков, а также в виде источников на одно напряжение. Например, распространенный строенный открытый линейный блок дает +5 В, 3 А и ±15 В, 0,8 А и стоит 75 долл. в малых партиях. Открытые источники больше герметизированных блоков и всегда крепятся к шасси. Мощность открытых линейных источников составляет 10–200 Вт, импульсных 20–400 Вт. Открытые источники нижнего края диапазона мощности могут иметь компоненты, монтируемые прямо на схемной плате без металлического каркаса. Как и для герметизированных источников, предполагается, что вы сами заботитесь о выключателях, фильтрах и предохранителях для сетевого напряжения.

3. Полностью закрытые источники. Источники этого типа имеют полностью закрывающий металлический кожух, обычно перфорированный для охлаждения, с выступающими мощными транзисторами. Их можно устанавливать снаружи, поскольку полностью закрывающий кожух защищает от прикосновения; вы можете устанавливать их и внутри прибора, если пожелаете. Они выпускаются с одним и несколькими выходами и могут быть как линейными, так и импульсными. Диапазон мощности полностью закрытых линейных источников составляет 15–750 Вт, импульсных 25–1500 Вт.

4. Стоечные съемные источники питания. Это – известные черные пластмассовые коробки, которые поставляются с небольшими электронными устройствами широкого потребления и предназначены для непосредственного включения в стойку через врубное соединение. Они выпускаются в трех видах: а) только понижающий трансформатор переменного тока; б) нестабилизированный источник постоянного тока и в) полный стабилизированный источник постоянного тока; последние могут быть как линейными, так и импульсными. Например, фирма Ault выпускает прекрасную серию сдвоенных (±12 В или ±15 В) и строенных (+5 и ±12 В или ±15 В) линейных стабилизированных съемных источников. Они позволяют избавиться от всех работ, связанных с вводом в ваш прибор сетевого питания, и сделать его легким и маленьким. Некоторые из нас думают, что эти источники слишком популярны, ведь, когда их много, необходимо оборудовать специальный ввод в ваш дом! Некоторые «настольные» модели имеют два шнура – для входного сетевого и выходного постоянного напряжений. Некоторые из импульсных блоков работают в диапазоне сетевого напряжения от 95 до 252 В, что очень удобно для передвижных приборов. Мы побольше расскажем о съемных конструкциях в разд. 14.03, когда будем обсуждать маломощные схемы.

СХЕМЫ, НЕ ТРЕБУЮЩИЕ ПОЯСНЕНИЙ

6.26. Удачные схемы

На рис. 6.65 приведено несколько удачных схем, взятых главным образом из каталогов фирм-изготовителей.

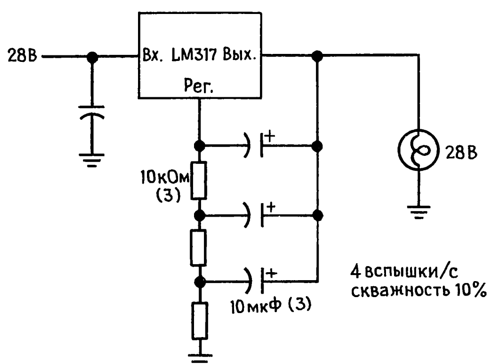
6.27. Плохие схемы

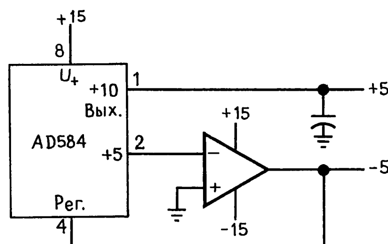
На рис. 6.66 показано несколько схем, которые, наверняка, не будут работать. Проанализируйте их и вы сможете в дальнейшем избежать подобных ловушек.



Рис. 6.65. *а* – зарядное устройство для аккумуляторной батареи 12 В; *б* – регулируемый стабилизированный биполярный источник опорного напряжения; *в* – схема со следящим предварительным стабилизатором; *г* – автоматический регулятор света для лампы накаливания; *д* – прецизионный мощный источник напряжения;

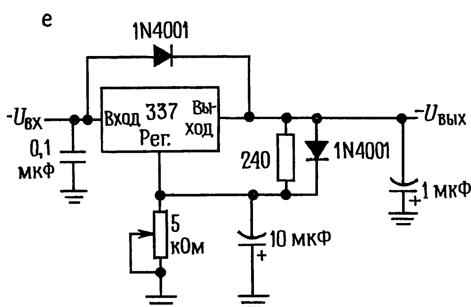


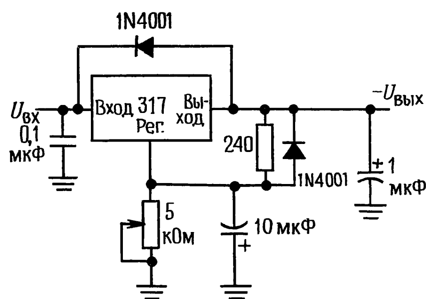




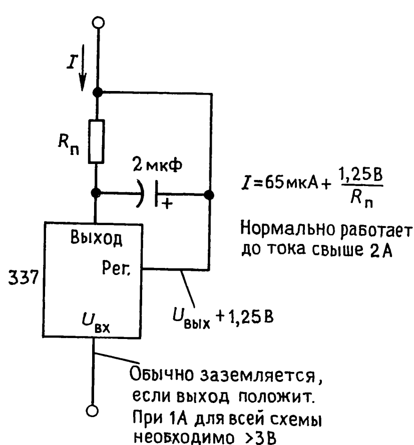
ж

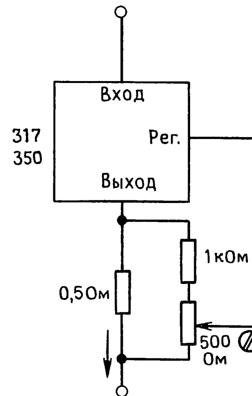
е





з





и

Рис. 6.65 (продолжение).

е – импульсная лампа (из технических данных NSC 317); *ж* – источник опорного напряжения ±5 В на основе одного источника опорного напряжения на 2 выхода; *з* – трехвыводные стабилизаторы с повышенным подавлением пульсаций (диоды защищают от коротких замыканий входа и выхода); *и* – мощный источник тока;

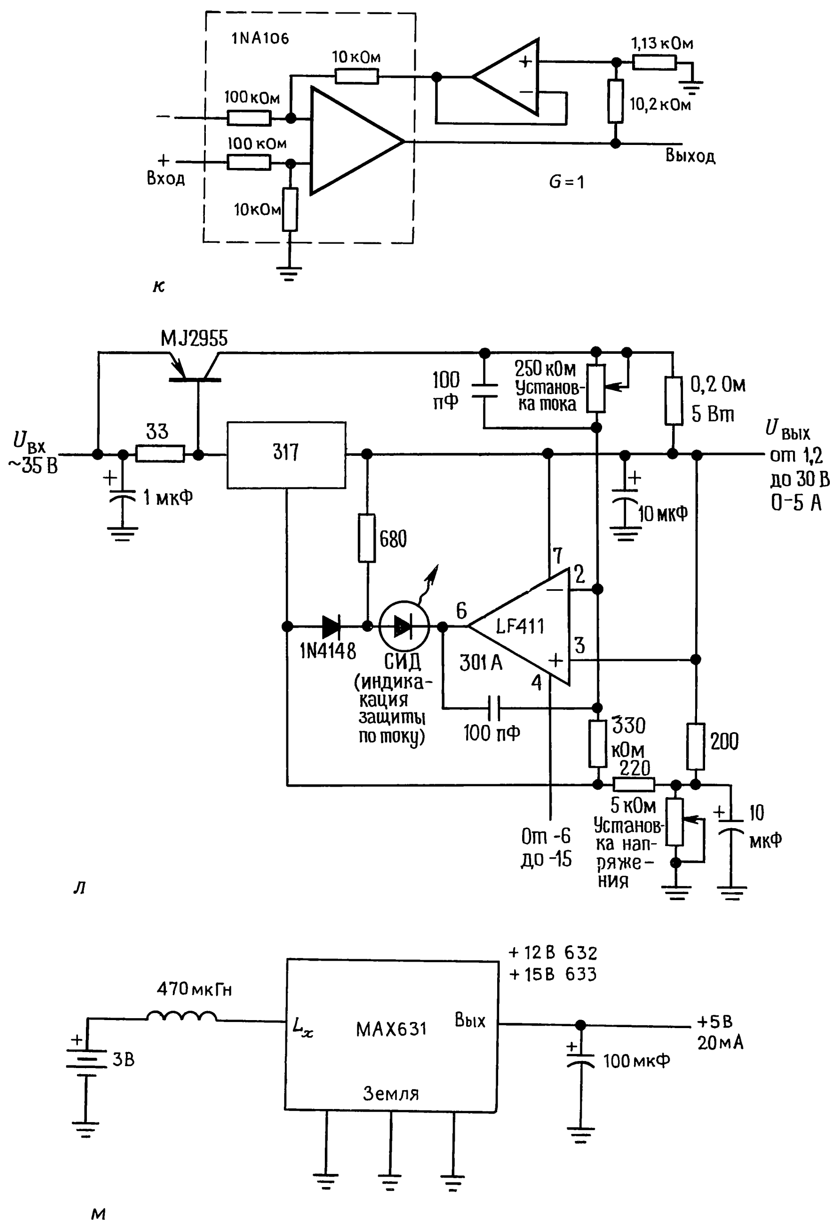
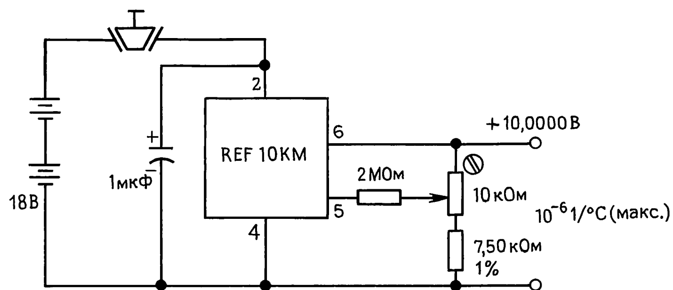
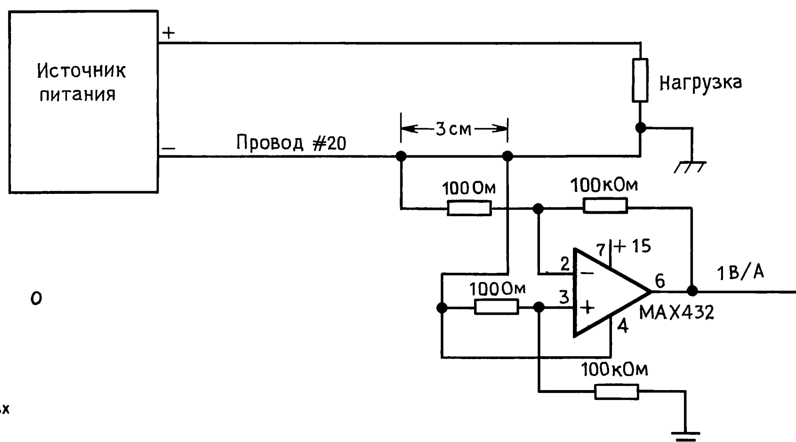


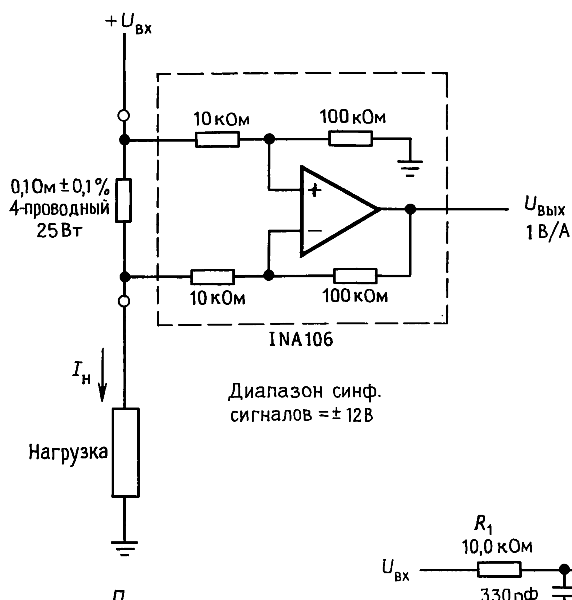
Рис. 6.65 (продолжение).
к – дифференциальный повторитель с диапазоном синфазного сигнала ±100 В; *л* – источник постоянного напряжения/постоянного тока; *м* – «самый простой в мире» преобразователь постоянного тока; *н* – портативный источник опорного напряжения; *о* – усилитель токового шунта: ОУ типа модулятор – демодулятор использует в качестве резистора съема тока возвратный провод питания калибра 20 длиной 1,2 дюйма; напряжение питания ОУ – от +5 до +15 В; *п* – схема контроля тока; *р* – сильноточный биполярный источник тока.



н



о



п

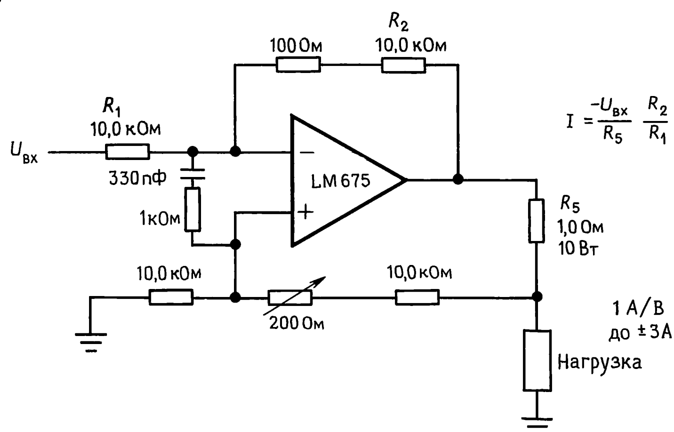


Рис. 6.65 (продолжение).

р



Негодные схемы

Рис. 6.66. *а*–простой источник стабилизированного напряжения; *б*–источник +5 В; *в*–источник +5 В; *г*–расщепленный источник ±15 В; *д*–источник +5 В; *е*–стабилизатор на +15 В; *ж*–стабилизатор с ограничением тока; *з*–схема автоматического шунтирования источника питания с тиристорной защитой.

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УПРАЖНЕНИЯ

1. Спроектируйте стабилизированный источник с напряжением точно +10,0 В и током до 10 мА, используя ИС 723. В вашем распоряжении имеется трансформатор на 15 В (эфф.), 100 мА; диоды в любом количестве, различные конденсаторы, схема 723, резисторы и подстроечный потенциометр на 1 кОм. Выберите резисторы так, чтобы при их стандартных значениях (5%) диапазона подстройки потенциометра хватило бы для компенсации производственного разброса источника опорного напряжения (от 6,80 до 7,50 В).

2. Спроектируйте стабилизатор напряжения на +5 В, 50 мА для нестабилизированного входа +10 В, используя следующие компоненты: а) стабилитрон и эмиттерный повторитель, б) трехвыводной стабилизатор 7805, в) стабилизатор 723, г) стабилизатор 723 и внешний проходной *npn*-транзистор; используйте схему ограничения тока с обратным наклоном характеристики, настроенную на 100 мА (граничное значение тока при полном выходном напряжении) и ток короткого замыкания 25 мА, д) трехвыводной регулируемый стабилизатор положительного напряжения 317, е) дискретные компоненты, источник опорного напряжения на стабилитроне и обратную связь. Докажите, что величины компонентов выбраны правильно; для а), в) и е) обеспечьте ограничение тока на уровне 100 мА.

3. Спроектируйте полный источник питания на +5 В, 500 мА для цифровой логической схемы. Начните с начала (от настенной розетки 115 В переменного напряжения), определяя такие вещи, как напряжение и номинальный ток трансформатора, величины конденсаторов и т. п. Для того чтобы облегчить себе работу, используйте трехвыводной стабилизатор 7805. Не расточайте сверх меры емкости, но сделайте так, чтобы ваша схема выдерживала 10%-й разброс всех параметров (сетевого напряжения, допуски параметров трансформатора и конденсаторов и т. п.). Когда закончите, рассчитайте потери в стабилизаторе в худшем случае.

Затем, применив внешний проходной транзистор, модифицируйте схему для обеспечения нагрузочной способности 2 А. Встройте токоограничивающую схему на 3 А.

ОГЛАВЛЕНИЕ

УВАЖАЕМЫЙ ЧИТАТЕЛЬ!

Ваши замечания о содержании книги, ее оформлении, качестве перевода и другие просим присылать по адресу: 129820, Москва, И-110, ГСП, 1-й Рижский пер., д. 2, изд-во «Мир».

Научное издание

Пауль Хоровиц, Уинфилд Хилл

ИСКУССТВО СХЕМОТЕХНИКИ

В 3-х томах

Том 1

Издание 4-е, переработанное и дополненное

Заведующий редакцией Э. Н. Бадиков
Ведущий редактор Н. В. Серегина
Редактор В. Н. Соколова
Художественный редактор Н. М. Иванов
Технический редактор М. А. Страшнова
Корректор Е. В. Морозова

ИБ № 7739

Сдано в набор 05.05.92. Подписано к печати 31.03.93. Формат $70 \times 100^1/_{16}$. Бумага офсетная. Печать офсетная. Гарнитура таймс. Объем 13,00 бум. л. Усл. печ. л. 33,80. Усл. кр.-отт. 34,13. Уч.-изд. л. 37,11. Изд. № 6/8013. Тираж 50 000 экз. Зак. 1614. С073.

Издательство «Мир» Министерства печати и информации Российской Федерации. 129820, ГСП, Москва, И-110, 1-й Рижский пер., 2.

Можайский полиграфкомбинат Министерства печати и информации Российской Федерации. 143200, г. Можайск, ул. Мира, 93.

В 1993 г. в издательстве «Мир» выходят следующие книги

Филд А., Харрисон П. Функциональное программирование: Пер. с англ.– М.: Мир, 1993.

В книге рассматриваются языки функционального программирования, способы их реализации, а также вопросы эквивалентного преобразования функциональных программ.

Для студентов, специализирующихся в области программного обеспечения ЭВМ, и программистов.

Смит Дж., Геснер Р. Программирование в среде AutoCAD: Пер. с англ. – М.: Мир, 1993.

В книге рассматриваются вопросы построения САПР в среде AutoCAD, создания оптимальной информационно-вычислительной среды на ЭВМ, реализации функций на языке AutoLisp.

Для программистов и проектировщиков, работающих с системой AutoCAD.

ИСКУССТВО СХЕМОТЕХНИКИ

1

П. Хоровиц, У. Хилл



П. Хоровиц, У. Хилл

ИСКУССТВО СХЕМОТЕХНИКИ

1